

09. 2. 2005

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 4 年 2 月 1 3 日
Date of Application:

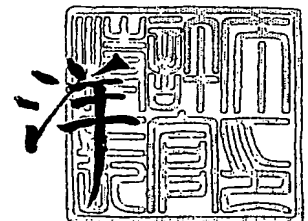
出 願 番 号 特 願 2 0 0 4 - 0 3 7 5 0 7
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 4 - 0 3 7 5 0 7]

出 願 人 松 下 電 器 産 業 株 式 会 社
Applicant(s):

2 0 0 5 年 3 月 1 8 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川



【書類名】 特許願
【整理番号】 2032750110
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04B 1/50
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 森 健一
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 ▲たか▼井 均
【特許出願人】
 【識別番号】 000005821
 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100098291
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 小笠原 史朗
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 035367
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9405386

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

互いに相異なる周波数帯を有する、第 1 の無線通信機器からの第 1 の無線信号と第 2 の無線通信機器からの第 2 の無線信号とを送受信するための無線通信システムであって、

前記第 1 の無線通信機器は、

前記第 2 の無線通信機器から送信されてくる前記第 2 の無線信号を、中心周波数を f_i [Hz] とする第 1 の低周波信号に、ダウンコンバートする第 1 の周波数変換器と、

前記第 1 の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第 1 の低周波信号をオーバーサンプリングする第 1 の標本化器と、

前記第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を復調処理する第 1 の復調デジタル回路とを備え、

前記第 2 の無線通信機器は、

前記第 1 の無線通信機器から送信されてくる前記第 1 の無線信号を、前記第 1 の無線信号の中心周波数と前記第 2 の無線信号の中心周波数との差の周波数を中心周波数 f_d [Hz] とする第 2 の低周波信号に、ダウンコンバートする第 2 の周波数変換器と、

前記第 2 の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第 2 の低周波信号をアンダーサンプリングする第 2 の標本化器と、

前記第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を復調処理する第 2 の復調デジタル回路とを備え、

前記第 1 の標本化器で用いられるサンプリング周波数と第 2 の標本化器で用いられるサンプリング周波数とは、同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、前記第 1 の標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ前記第 2 の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、

前記第 1 の低周波信号の中心周波数 f_i [Hz] は、前記第 1 および第 2 の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつ前記サンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍であることを特徴とする、無線通信システム。

【請求項 2】

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] および前記第 1 の低周波信号の中心周波数 f_i [Hz] は、

前記第 1 および第 2 の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、前記無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数 1】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式 7)$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数 2】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots (式 12)$$

かつ

【数 3】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots (式 14)$$

の関係を満たす整数 k と、

【数 4】

$$\log_2 \left\{ \frac{fd+Bch}{(n+1)Bch} \right\} \leq N \leq \log_2 \left\{ \frac{2(fd-Bch)}{nBch} \right\} \quad \dots \text{(式 2 2)}$$

の関係を満たす整数Nとを用いて、

【数 5】

$$f_i = \frac{2kfsym}{2^N}$$

【数 6】

$$f_s = 2^N f_i$$

によって表されることを特徴とする、請求項 1 に記載の無線通信システム。

【請求項 3】

前記第 1 の復調デジタル回路は、

前記第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する第 1 の直交復調器と、

前記第 1 の直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する第 1 の低域通過フィルタと、

前記第 1 の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第 1 の受信データ再生部とを含み、

前記第 2 の復調デジタル回路は、

前記第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を直交復調する第 2 の直交復調器と、

前記第 2 の直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 2 の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第 2 の受信データ再生部とを含み、

前記第 1 の直交復調器は、前記第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換し、

前記第 2 の直交復調器は、前記第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換することを特徴とする、請求項 1 に記載の無線通信システム。

【請求項 4】

前記第 1 の復調デジタル回路は、

前記第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が 0 に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する第 1 の複素フィルタと、

前記第 1 の複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する第 1 の受信データ再生部とを含み、

前記第 2 の復調デジタル回路は、

前記第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が 0 に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する第 2 の複素フィルタと、

前記第 2 の複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する第 2 の受信データ再生部とを含むことを特徴とする、請求項 1 に記載の無線通信システム。

【請求項 5】

互いに相異なる周波数帯を有する、第 1 の無線通信機器からの第 1 の無線信号と第 2 の無線通信機器からの第 2 の無線信号とを送受信するための無線通信システムであって、

前記第 1 の無線通信機器は、

前記第2の無線通信機器から送信されてくる前記第2の無線信号を、中心周波数を f_j [Hz] とする第1の低周波信号に、ダウンコンバートする第1の周波数変換器と、
前記第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第1の低周波信号をオーバーサンプリングする第1の標本化器と、

前記第1の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の周波数を f_i [Hz] となるように周波数補正した上で復調処理する第1の復調デジタル回路とを備え、

前記第2の無線通信機器は、

前記第1の無線通信機器から送信されてくる前記第1の無線信号を、前記第1の無線信号の中心周波数と前記第2の無線信号の中心周波数との差の周波数を中心周波数 f_d [Hz] とする第2の低周波信号に、ダウンコンバートする第2の周波数変換器と、

前記第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第2の低周波信号をアンダーサンプリングする第2の標本化器と、

前記第2の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを備え、

前記第1の標本化器で用いられるサンプリング周波数と第2の標本化器で用いられるサンプリング周波数とは、同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、前記第1の標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ前記第2の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、

前記周波数 f_i [Hz] は、前記第1および第2の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつ前記サンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍であることを特徴とする、無線通信システム。

【請求項6】

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] および前記周波数 f_i [Hz] は、

前記第1および第2の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、前記無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数7】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式7)$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数8】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots (式12)$$

かつ

【数9】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots (式14)$$

の関係を満たす整数 k と、

【数10】

$$\log_2 \left\{ \frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)B_{ch}} \right\} \leq N \leq \log_2 \left\{ \frac{2(f_d - B_{ch})}{nB_{ch}} \right\} \quad \dots (式22)$$

の関係を満たす整数 N とを用いて、

【数11】

$$f_i = \frac{2kf_{sym}}{2^N}$$

【数 1 2】

$$f_s = 2^{N_{fi}}$$

によって表されることを特徴とする、請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 7】

前記第 1 の復調デジタル回路は、

前記第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する第 1 の直交復調器と、

前記第 1 の直交復調器から出力された信号を低域ろ波する第 1 の低域通過フィルタと、

前記第 1 の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第 1 の受信データ再生部とを含み、

前記第 2 の復調デジタル回路は、

前記第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を直交復調する第 2 の直交復調器と、

前記第 2 の直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 2 の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第 2 の受信データ再生部とを含み、

前記第 1 の直交復調器は、前記第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換することを特徴とし、

前記第 2 の直交復調器は、前記第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換することを特徴とする、請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 8】

前記周波数 f_j [Hz] は、3.000 [MHz] であることを特徴とする、請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 9】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、

第 1 の無線信号を送信する第 1 の無線通信機器と、

前記第 1 の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第 2 の無線信号を送信する第 2 の無線通信機器とを備え、

前記第 1 の無線通信機器は、

前記第 2 の無線通信機器から送信されてくる前記第 2 の無線信号を中心周波数が 3.072 [MHz] である第 1 の低周波信号にダウンコンバートする第 1 の周波数変換器と、

前記第 1 の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第 1 の低周波信号を 24.576 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第 1 の標本化器と、

前記第 1 の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第 1 の復調デジタル回路とを含み、

前記第 2 の無線通信機器は、

前記第 1 の無線通信機器から送信されてくる前記第 1 の無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である第 2 の低周波信号にダウンコンバートする第 2 の周波数変換器と、

前記第 2 の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第 2 の低周波信号を 24.576 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第 2 の標本化器と、

前記第 2 の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第 2 の復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線通信システム。

【請求項 10】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、

第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、

前記第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、

前記第1の無線通信機器は、

前記第2の無線通信機器から送信されてくる前記第2の無線信号を中心周波数が3.072 [MHz] である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、

前記第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第1の低周波信号を12.288 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、

前記第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、

前記第2の無線通信機器は、

前記第1の無線通信機器から送信されてくる前記第1の無線信号を中心周波数が40.000 [MHz] である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、

前記第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第2の低周波信号を12.288 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、

前記第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線通信システム。

【請求項11】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、

第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、

前記第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、

前記第1の無線通信機器は、

前記第2の無線通信機器から送信されてくる前記第2の無線信号を中心周波数が4.608 [MHz] である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、

前記第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第1の低周波信号を36.864 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、

前記第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、

前記第2の無線通信機器は、

前記第1の無線通信機器から送信されてくる前記第1の無線信号を中心周波数が40.000 [MHz] である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、

前記第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第2の低周波信号を36.864 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、

前記第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線通信システム。

【請求項12】

互いに相異なる周波数帯を有する、第1の無線通信機器からの第1の無線信号と第2の無線通信機器からの第2の無線信号とを送受信するための無線通信システムにおいて、前記第1の無線通信機器内で前記第2の無線信号を受信してデジタル復調処理するための無線デジタル受信装置であって、

前記第2の無線通信機器から送信されてくる前記第2の無線信号を、中心周波数を f_i [Hz] とする低周波信号に、ダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号をオーバーサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を復調処理する復調デジタル回路とを備え、

前記標本化器で用いられるサンプリング周波数は、前記第2の無線通信機器で用いられるサンプリング周波数と同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、前記標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ前記第2の無線通信機器の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、

前記低周波信号の中心周波数 f_i [Hz] は、前記第1および第2の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつ前記サンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍であることを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【請求項 13】

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] および前記低周波信号の中心周波数 f_i [Hz] は、

前記第1および第2の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、前記無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数 13】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots \text{(式 7)}$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数 14】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots \text{(式 12)}$$

かつ

【数 15】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots \text{(式 14)}$$

の関係を満たす整数 k と、

【数 16】

$$\log_2 \left\{ \frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)B_{ch}} \right\} \leq N \leq \log_2 \left\{ \frac{2(f_d - B_{ch})}{nB_{ch}} \right\} \quad \dots \text{(式 22)}$$

の関係を満たす整数 N とを用いて、

【数 17】

$$f_i = \frac{2kf_{sym}}{2^N}$$

【数 18】

$$f_s = 2^N f_i$$

によって表されることを特徴とする、請求項 12 に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項 14】

前記復調デジタル回路は、

前記標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する直交復調器と

、
前記直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する低域通過フィルタと、

前記低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含み、

前記直交復調器は、前記標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を、中心周波数が0である成分を含む信号に変換することを特徴とする、請求項12に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項15】

前記復調デジタル回路は、

前記標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が0に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する複素フィルタと、

前記複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含むことを特徴とする、請求項12に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項16】

互いに相異なる周波数帯を有する、第1の無線通信機器からの第1の無線信号と第2の無線通信機器からの第2の無線信号とを送受信するための無線通信システムにおいて、前記第2の無線通信機器内で前記第1の無線信号を受信してデジタル復調処理するための無線デジタル受信装置であって、

前記第1の無線通信機器から送信されてくる前記第1の無線信号を、前記第1の無線信号の中心周波数と前記第2の無線信号の中心周波数との差の周波数を中心周波数 f_d [Hz] とする低周波信号に、ダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号をアンダーサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を復調処理する復調デジタル回路とを備え、

前記標本化器で用いられるサンプリング周波数は、前記第1の無線通信機器で用いられるサンプリング周波数と同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、前記第1の無線通信機器の標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ前記標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されていることを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【請求項17】

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] は、

前記第1および第2の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、前記無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数19】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式7)$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数20】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots (式12)$$

かつ

【数21】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots (式14)$$

の関係を満たす整数 k を用いて、

【数 2 2】

$$f_s = 2kf_{sym}$$

によって表されることを特徴とする、請求項 16 に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項 18】

前記復調デジタル回路は、

前記標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を直交復調する直交復調器と

前記直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する低域通過フィルタと、

前記低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含み、

前記直交復調器は、前記標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換することを特徴とする、請求項 16 に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項 19】

前記復調デジタル回路は、

前記標本化器によってアンダーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が 0 に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する複素フィルタと、

前記複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含むことを特徴とする、請求項 16 に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項 20】

互いに相異なる周波数帯を有する、第 1 の無線通信機器からの第 1 の無線信号と第 2 の無線通信機器からの第 2 の無線信号とを送受信するための無線通信システムにおいて、前記第 1 の無線通信機器内で前記第 2 の無線信号を受信してデジタル復調するための無線デジタル受信装置であって、

前記第 2 の無線通信機器から送信されてくる前記第 2 の無線信号を、中心周波数を f_j [Hz] とする低周波信号に、ダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号をオーバーサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の周波数を f_i [Hz] となるように周波数補正した上で復調処理する復調デジタル回路とを備え、

前記標本化器で用いられるサンプリング周波数は、前記第 2 の無線通信機器で用いられるサンプリング周波数と同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、前記標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ前記第 2 の無線通信機器の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、

前記周波数 f_i [Hz] は、前記第 1 および第 2 の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつ前記サンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍であることを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【請求項 21】

前記サンプリング周波数 f_s [Hz] および前記周波数 f_i [Hz] は、

前記第 1 および第 2 の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、前記無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数 2 3】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots \text{(式 7)}$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数 2 4】

$$\frac{fd+Bch}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{fd-Bch}{nf_{sym}} \quad \dots (式 1 2)$$

かつ

【数 2 5】

$$k \leq \frac{fd}{2f_{sym}} \quad \dots (式 1 4)$$

の関係を満たす整数 k と、

【数 2 6】

$$\log_2 \left\{ \frac{fd+Bch}{(n+1)Bch} \right\} \leq N \leq \log_2 \left\{ \frac{2(fd-Bch)}{nBch} \right\} \quad \dots (式 2 2)$$

の関係を満たす整数 N とを用いて、

【数 2 7】

$$f_i = \frac{2kf_{sym}}{2^N}$$

【数 2 8】

$$f_s = 2^N f_i$$

によって表されることを特徴とする、請求項 20 に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項 2 2】

前記復調デジタル回路は、

前記標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する直交復調器と

、
前記直交復調器によって直交復調された信号を周波数 f_i [Hz] の成分を含む信号に補正する自動周波数制御装置と、

前記自動周波数制御装置によって周波数補正がなされた信号を低域ろ波する低域通過フィルタと、

前記低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含むことを特徴とする、請求項 20 に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項 2 3】

前記周波数 f_j [Hz] は、3.000 [MHz] であることを特徴とする、請求項 20 に記載の無線デジタル受信装置。

【請求項 2 4】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が 3.072 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を 24.576 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む、無線デジタル受信装置。

【請求項 2 5】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が40.000 [MHz]である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を24.576 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【請求項26】

狭域通信(DSRC:Dedicated Short Range Communication)規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が3.072 [MHz]である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を12.288 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む、無線デジタル受信装置。

【請求項27】

狭域通信(DSRC:Dedicated Short Range Communication)規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が40.000 [MHz]である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を12.288 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【請求項28】

狭域通信(DSRC:Dedicated Short Range Communication)規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が4.608 [MHz]である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を36.864 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む、無線デジタル受信装置。

【請求項29】

狭域通信(DSRC:Dedicated Short Range Communication)規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が40.000 [MHz]である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を36.864 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【請求項30】

狭域通信(DSRC:Dedicated Short Range Communication)規格を採用する無線通信システムであって、

第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、

前記第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、

前記第1の無線通信機器は、

前記第2の無線通信機器から送信されてくる前記第2の無線信号を中心周波数が4.096 [MHz]である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、

前記第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第1の低周波信号を32.768 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、

前記第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、

前記第2の無線通信機器は、

前記第1の無線通信機器から送信されてくる前記第1の無線信号を中心周波数が40.000 [MHz]である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、

前記第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第2の低周波信号を32.768 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、

前記第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線通信システム。

【請求項31】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、

第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、

前記第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、

前記第1の無線通信機器は、

前記第2の無線通信機器から送信されてくる前記第2の無線信号を中心周波数が3.584 [MHz]である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、

前記第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第1の低周波信号を28.672 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、

前記第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、

前記第2の無線通信機器は、

前記第1の無線通信機器から送信されてくる前記第1の無線信号を中心周波数が40.000 [MHz]である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、

前記第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた前記第2の低周波信号を28.672 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、

前記第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線通信システム。

【請求項32】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が3.584 [MHz]である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を28.672 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む、無線デジタル受信装置。

【請求項 33】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を 28.672 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【請求項 34】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が 4.096 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を 32.768 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む、無線デジタル受信装置。

【請求項 35】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、

送信されてくる前記無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、

前記周波数変換器によってダウンコンバートされた前記低周波信号を 32.768 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、

前記標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含むことを特徴とする、無線デジタル受信装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】無線通信システムおよびそれに用いられる無線デジタル受信装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信のためのシステムおよびそれに用いられる無線デジタル受信装置に関し、より特定的には、周波数分割復信 (FDD: Frequency Division Duplex) 方式を用いる無線通信システムおよびそれに用いられる無線デジタル受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、FDD方式を用いる無線通信システムの一つとして、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 方式を用いる無線通信システム (以下、DSRCシステムという) がある。

【0003】

DSRCシステムの規格では、路側に設置される第1の無線通信機器 (以下、基地局という) から車両に搭載される第2の無線通信機器 (以下、移動局という) へ第1の無線信号を送信 (以下、ダウンリンクという) する場合、中心周波数として、5775 [MHz]、5780 [MHz]、5785 [MHz]、5790 [MHz]、5795 [MHz]、5800 [MHz]、5805 [MHz] のいずれかを用いることが定められている。

【0004】

一方、DSRCシステムの規格では、移動局から基地局へ第2の無線信号を送信 (以下、アップリンクという) する場合、ダウンリンクで用いられた中心周波数から40.000 [MHz] だけ離れた中心周波数を用いられることが定められている。すなわち、ダウンリンクの中心周波数として5775 [MHz] が用いられる場合、アップリンクの中心周波数として5815 [MHz] が用いられる。同様に、ダウンリンクが5780 [MHz] の場合、アップリンクとして5820 [MHz] が用いられる。ダウンリンクが5785 [MHz] の場合、アップリンクとして5825 [MHz] が用いられる。ダウンリンクが5790 [MHz] の場合、アップリンクとして5830 [MHz] が用いられる。ダウンリンクが5795 [MHz] の場合、アップリンクとして5835 [MHz] が用いられる。ダウンリンクが5800 [MHz] の場合、アップリンクとして5840 [MHz] が用いられる。ダウンリンクが5805 [MHz] の場合、アップリンクとして5845 [MHz] が用いられる。

【0005】

DSRCシステムの規格を定める規格書における無線設備の技術的条件という欄では、基地局にのみイメージ応答に関する規格が定められている。

【0006】

復調処理をデジタル信号処理回路で行う場合、受信した被変調高周波信号を当該デジタル信号処理回路に適した周波数に変換するためには、デジタル処理回路の前段に被変調高周波信号をダウンコンバートする周波数変換回路を設ける必要がある。

【0007】

無線設備の技術的条件に着目すると、基地局には、たとえば、ローアイーフ (以下、LOW-IFという) 方式を採用する周波数変換回路が用いられるのが好ましい。非特許文献1に記載されているように、LOW-IF方式では、高周波部においてイメージ抑圧フィルタを用いていなくても、イメージ妨害信号の除去が可能であるからである。

【0008】

非特許文献1に記載されているように、LOW-IF方式では、基本的に、受信した被変調高周波信号の中心周波数は、当該被変調高周波信号の信号帯域幅の数倍程度の周波数にダウンコンバートされる。そして、ダウンコンバートされた信号は、直接、標本化器でサンプリングされ、デジタル信号処理回路で復調処理される。LOW-IF方式には、よ

り優れた受信特性の実現や高集積化が可能であるという利点がある。

【0009】

これに対し、移動局では、イメージ応答が規格で定められていないので、送受信機間で局部発振器を共通化した周波数変換器を用いることが可能である。すなわち、移動局では、シングル・コンバージョン方式が採用することができる。したがって、移動局は、安価に提供される。

【0010】

上記のように、基地局において、LOW-IF方式を採用した周波数変換器を用いる場合、周波数変換後の信号は、受信した被変調高周波信号の信号帯域幅の数倍程度の周波数の信号に変換されることとなる。

【0011】

一方、移動局において、送受信機間で局部発振器を共通化したシングル・コンバージョン方式を採用した周波数変換器を用いる場合、周波数変換後の信号は、アップリンクとダウンリンクとの差の周波数の信号に変換されることとなる。一般に、両周波数は相異なる値となる。図20～22は、このことを説明するための図である。

【0012】

図20は、従来の基地局9000と移動局9001とが、DSRCシステムを用いて通信を行っている様子を模式的に示す図である。図20において、周波数 f_c は、アップリンクの中心周波数を示すものとし、5815 [MHz]、5820 [MHz]、5825 [MHz]、5830 [MHz]、5835 [MHz]、5840 [MHz]、5845 [MHz]のいずれか1つの値を取る。また、図20において、周波数 f_d は、アップリンクに使用する信号の中心周波数とダウンリンクに使用する信号の中心周波数との差を示し、40.000 [MHz]の値を取るものとする。図20に示すように、移動局9001から基地局9000へは、中心周波数 f_c でアップリンクされる。基地局9000から移動局9001へは、中心周波数 $f_c - f_d$ でダウンリンクされる。DSRCシステムでは、チャンネル帯域幅は、5 [MHz]であると規定されている。

【0013】

図21は、LOW-IF方式を採用した従来の基地局無線通信装置の構成の概略を示す図である。図22は、シングル・コンバージョン方式を採用した従来の移動局無線通信装置の構成の概略を示す図である。以下では、課題を明確にするために、移動局無線通信装置および基地局無線通信装置での受信動作についてのみ説明する。

【0014】

まず、図20および図21を参照しながら、基地局無線通信装置での受信動作について説明する。図21において、基地局無線通信装置は、アンテナ9200と、帯域制限フィルタ9216と、送受信切り替えスイッチ9211と、増幅器9201と、第1のミキサ9202と、第2のミキサ9203と、第1の局部発振器9206と、第1の低域通過フィルタ9204と、第2の低域通過フィルタ9205と、第1の標本化器9207と、第2の標本化器9208と、標本化信号発生器9209と、復調デジタル回路9210と、送信高周波回路9212と、第3のミキサ9213と、第2の局部発振器9214と、送信回路9215とを含む。

【0015】

基地局無線通信装置において、受信動作は、アンテナ9200と、帯域通過フィルタ9216と、送受信切り替えスイッチ9211と、増幅器9201と、第1のミキサ9202と、第2のミキサ9203と、第1の局部発振器9206と、第1の低域通過フィルタ9204と、第2の低域通過フィルタ9205と、第1の標本化器9207と、第2の標本化器9208と、標本化信号発生器9209と、復調デジタル回路9210とを用いて行われる。

【0016】

受信動作時、送受信切り替えスイッチ9211は、アンテナ9200と増幅器9201とが接続されるように制御される。アンテナ9200で受信された移動局9001からの

中心周波数が f_c の被変調波高周波信号 $R(t)$ は、増幅器 9201 に入力される。増幅器 9201 は、被変調波高周波信号 $R(t)$ を適切なレベルに増幅し、第 1 のミキサ 9202 と第 2 のミキサ 9203 とに入力する。第 1 の局部発振器 9206 は、中心周波数が $f_c - f_a$ である正弦波を出力する。ここで、 f_a は、非特許文献 1 に記載されているように、被変調波高周波信号 $R(t)$ のチャネル帯域幅の数倍程度の周波数であることが好ましい。

【0017】

第 1 のミキサ 9202 は、第 1 の局部発振器 9206 から出力された中心周波数が $f_c - f_a$ である正弦波と被変調波高周波信号 $R(t)$ とを乗算し、中心周波数が f_a の被変調低周波中間周波数信号同相成分 $RXI(t)$ を出力する。

【0018】

一方、第 2 のミキサ 9203 は、第 1 の局部発振器 9206 から出力された中心周波数が $f_c - f_a$ である正弦波の位相を $\pi/2$ だけずらせた信号と被変調波高周波信号 $R(t)$ とを乗算し、中心周波数が f_a の被変調低周波中間周波数直交成分 $RXQ(t)$ を出力する。

【0019】

第 1 の標本化器 9207 は、標本化信号発生器 9209 から出力される周波数が f_{s1} の信号に同期して、被変調低周波中間周波数信号同相成分 $RXI(t)$ を標本化し、同相成分標本化信号 $I(mTs1)$ を出力する。

【0020】

第 2 の標本化器 9208 は、標本化信号発生器 9209 から出力される周波数が f_{s1} の信号に同期して、被変調低周波中間周波数信号直交成分 $RXQ(t)$ を標本化し、直交成分標本化信号 $I(mTs1)$ を出力する。

【0021】

ここで、 m は、整数である。 $Ts1$ は、標本化信号周波数 f_{s1} の逆数 $1/f_{s1}$ である。 f_{s1} は、復調デジタル回路 9210 での信号処理を容易にするために、 f_a の 2 の N 乗倍（ここで、 N は自然数であって、 $N=1, 2, 3, \dots$ ）に設定されることが多い。

【0022】

復調デジタル回路 9210 は、同相成分標本化信号 $I(mTs1)$ と直交成分標本化信号 $Q(mTs1)$ を入力信号として、非特許文献 1 に記載されているように、イメージ妨害信号の除去を行った後、信号を復調して受信データを出力する。

【0023】

次に、図 21 および図 22 を参照しながら、移動局無線通信装置での受信動作について説明する。図 22 において、移動局無線通信装置は、アンテナ 9100 と、帯域制限フィルタ 9112 と、送受信切り替えスイッチ 9108 と、増幅器 9101 と、第 1 のミキサ 9102 と、局部発振器 9103 と、低域通過フィルタ 9104 と、標本化器 9105 と、標本化信号発生器 9106 と、復調デジタル回路 9107 と、送信高周波回路 9109 と、第 2 のミキサ 9110 と、送信回路 9111 とを含む。

【0024】

移動局無線通信装置において、受信動作は、アンテナ 9100 と、帯域制限フィルタ 9112 と、送受信切り替えスイッチ 9108 と、増幅器 9101 と、第 1 のミキサ 9102 と、局部発振器 9103 と、低域通過フィルタ 9104 と、標本化器 9105 と、標本化信号発生器 9106 と、復調デジタル回路 9107 とを用いて行われる。

【0025】

受信動作時、送受信切り替えスイッチ 9108 は、アンテナ 9100 と増幅器 9101 とが接続されるように制御される。アンテナ 9100 で受信された基地局 9000 からの中心周波数が $f_c - f_d$ の被変調波高周波信号 $RL(t)$ は、まず、帯域制限フィルタ 9112 において、基地局と移動局との間では用いることのない周波数帯の信号が除去され、増幅器 9101 に入力される。増幅器 9101 は、被変調波高周波信号 $RL(t)$ を適切なレベルに増幅し、第 1 のミキサ 9102 に入力する。局部発振器 9103 は、中心周

波数が f_c である正弦波を出力する。

【0026】

第1のミキサ9102は、局部発振器9103から出力された中心周波数が f_c である正弦波と被変調波高周波信号 $R_L(t)$ とを乗算し、中心周波数が f_d の被変調低周波中間周波数信号 $L(t)$ を出力し、低域通過フィルタ9104に入力する。

【0027】

第1のミキサ9102における周波数変換において、中心周波数が $f_c + f_d$ となる信号がイメージ妨害信号となるが、上述したように、DSRCシステムでは、移動局に用いる無線設備の技術的条件には、イメージ応答が規定されていないので、第1のミキサ9102の後段に設けるフィルタとしては、次数が少なく安価な低域通過フィルタを用いてもよい。仮に、イメージ妨害信号が問題となる場合には、複素フィルタを用いて必要な帯域の信号成分のみを抽出すればよい。

【0028】

標本化器9105は、標本化信号発生器9106から出力された周波数が f_{s2} の信号に同期して、低域通過フィルタ9104から出力された中心周波数が f_d である被変調低周波中間周波数信号 $L(t)$ を標本化して、標本化信号 $L_s(mT_{s2})$ を出力する。ここで、 m は整数である。 T_{s2} は、標本化信号周波数 f_{s2} の逆数 $1/f_{s2}$ で表される値である。 f_{s2} は、復調デジタル回路9107での信号処理を容易にするために、 f_d の2の N 乗倍（ここで、 N は自然数であって、 $N=1, 2, 3, \dots$ ）に設定されることが多い。

【0029】

復調デジタル回路9107は、標本化信号 $L_s(mT_{s2})$ を入力信号として、復調処理を行い受信データを出力する。

【非特許文献1】ジェイ クルゥズ アンド ミッシェル エス ジェイ ステイヤート著 (J. Crols and Michiel. S. J. Steyaert,)、
「ロウ アイ エフ トポロジイズ フォ ハイ パフォーマンス アナログ フロント エンズ オブ フリー インテグレイテッド レシーバズ (Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers)」、アイイーイーイー トランスケイションズ オン サーキット アンド システムズ II: アナログ アンド デジタル シグナル プロセッシング (IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING)、VOL. 45、NO. 3、1998年3月

【非特許文献2】マイコ バルカナ他 (Mikko. Valkama)、
「アドバンスド メソッド フォ アイ/キュー インバランス コンペンセーション イン コミュニケーション レシーバズ (Advanced Methods for I/Q Imbalance Compensation in Communication Receivers)」、アイイーイーイー トランスケイションズ オン シグナル プロセッシング (IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING)、Vol. 49、No. 10、pp2335-2344、2001年10月

【非特許文献3】荒木純道企画・監修、「ソフトウェア無線の基礎と応用」、サイベックナレッジサービス事業部門、2002年10月、123頁

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0030】

上述のように、LOW-IF方式を採用した基地局において、第1および第2の標本化器9207、9208に入力される信号 $R_{XI}(t)$ 、 $R_{XQ}(t)$ の中心周波数 f_a は、被変調高周波信号 $R(t)$ の信号低域幅の数倍程度となる。一方、シングル・コンバー

ジョン方式を採用した移動局において、標本化器 9105 に入力される信号 $L(t)$ の中心周波数 f_d は、DSRC システムで規定されているアップリンクとダウンリンクとの差の周波数 40.000 [MHz] となる。

【0031】

したがって、移動局における標本化器に入力される信号の中心周波数と基地局における標本化器に入力される信号の中心周波数とが大きく異なるので、移動局での標本化器 9105 で使用される標本化信号の周波数と、基地局での第 1 および第 2 の標本化器 9207、9208 で使用される標本化信号の周波数とは、異なる値となる。

【0032】

このように、従来、基地局と移動局との間で、復調デジタル回路の機能はほぼ同じであるにも関わらずサンプリング周波数を異なる値に設定する必要があった。つまり、復調デジタル回路を基地局と移動局とで二種類用意する必要があった。安価な送受信機を提供するには基地局と移動局とで共通化した復調デジタル回路を実現することが望ましいが、上記理由より、その実現が困難であるという問題点があった。

【0033】

それゆえ、本発明の目的は、基地局および移動局で共通のサンプリング周波数を利用することによって、基地局および移動局における無線デジタル受信装置を安価に提供し、かつ無線通信システム全体のコストダウンを図ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0034】

上記課題を解決するために、本発明は、以下のような特徴を有する。本発明は、互いに相異なる周波数帯を有する、第 1 の無線通信機器からの第 1 の無線信号と第 2 の無線通信機器からの第 2 の無線信号とを送受信するための無線通信システムであって、第 1 の無線通信機器は、第 2 の無線通信機器から送信されてくる第 2 の無線信号を、中心周波数を f_i [Hz] とする第 1 の低周波信号に、ダウンコンバートする第 1 の周波数変換器と、第 1 の周波数変換器によってダウンコンバートされた第 1 の低周波信号をオーバーサンプリングする第 1 の標本化器と、第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を復調処理する第 1 の復調デジタル回路とを備え、第 2 の無線通信機器は、第 1 の無線通信機器から送信されてくる第 1 の無線信号を、第 1 の無線信号の中心周波数と第 2 の無線信号の中心周波数との差の周波数を中心周波数 f_d [Hz] とする第 2 の低周波信号に、ダウンコンバートする第 2 の周波数変換器と、第 2 の周波数変換器によってダウンコンバートされた第 2 の低周波信号をアンダーサンプリングする第 2 の標本化器と、第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を復調処理する第 2 の復調デジタル回路とを備え、第 1 の標本化器で用いられるサンプリング周波数と第 2 の標本化器で用いられるサンプリング周波数とは、同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、第 1 の標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ第 2 の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、第 1 の低周波信号の中心周波数 f_i [Hz] は、第 1 および第 2 の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつサンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍である。

【0035】

具体的には、サンプリング周波数 f_s [Hz] および第 1 の低周波信号の中心周波数 f_i [Hz] は、第 1 および第 2 の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数 29】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots \text{(式 7)}$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数 3 0】

$$\frac{fd+Bch}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{fd-Bch}{nf_{sym}} \quad \dots (式 1 2)$$

かつ

【数 3 1】

$$k \leq \frac{fd}{2f_{sym}} \quad \dots (式 1 4)$$

の関係を満たす整数 k と、

【数 3 2】

$$\log_2 \left\{ \frac{fd+Bch}{(n+1)Bch} \right\} \leq N \leq \log_2 \left\{ \frac{2(fd-Bch)}{nBch} \right\} \quad \dots (式 2 2)$$

の関係を満たす整数 N とを用いて、

【数 3 3】

$$f_i = \frac{2kf_{sym}}{2^N}$$

【数 3 4】

$$f_s = 2^N f_i$$

によって表される。

【0036】

好ましくは、第 1 の復調デジタル回路は、第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する第 1 の直交復調器と、第 1 の直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する第 1 の低域通過フィルタと、第 1 の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第 1 の受信データ再生部とを含み、第 2 の復調デジタル回路は、第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を直交復調する第 2 の直交復調器と、第 2 の直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する第 2 の低域通過フィルタと、第 2 の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第 2 の受信データ再生部とを含み、第 1 の直交復調器は、第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換し、第 2 の直交復調器は、第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換するとよい。

【0037】

また、好ましくは、第 1 の復調デジタル回路は、第 1 の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が 0 に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する第 1 の複素フィルタと、第 1 の複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する第 1 の受信データ再生部とを含み、第 2 の復調デジタル回路は、第 2 の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が 0 に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する第 2 の複素フィルタと、第 2 の複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する第 2 の受信データ再生部とを含むとよい。

【0038】

また、本発明は、互いに相異なる周波数帯を有する、第 1 の無線通信機器からの第 1 の無線信号と第 2 の無線通信機器からの第 2 の無線信号とを送受信するための無線通信システムであって、第 1 の無線通信機器は、第 2 の無線通信機器から送信されてくる第 2 の無線信号を、中心周波数を f_j [Hz] とする第 1 の低周波信号に、ダウンコンバートする第 1 の周波数変換器と、第 1 の周波数変換器によってダウンコンバートされた第 1 の低周

波信号をオーバーサンプリングする第1の標本化器と、第1の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の周波数を f_i [Hz] となるように周波数補正した上で復調処理する第1の復調デジタル回路とを備え、第2の無線通信機器は、第1の無線通信機器から送信されてくる第1の無線信号を、第1の無線信号の中心周波数と第2の無線信号の中心周波数との差の周波数を中心周波数 f_d [Hz] とする第2の低周波信号に、ダウンコンバートする第2の周波数変換器と、第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた第2の低周波信号をアンダーサンプリングする第2の標本化器と、第2の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを備え、第1の標本化器で用いられるサンプリング周波数と第2の標本化器で用いられるサンプリング周波数とは、同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、第1の標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ第2の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、周波数 f_i [Hz] は、第1および第2の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1倍の周波数であって、かつサンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍である。

【0039】

たとえば、サンプリング周波数 f_s [Hz] および周波数 f_i [Hz] は、第1および第2の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数35】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式7)$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数36】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots (式12)$$

かつ

【数37】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots (式14)$$

の関係を満たす整数 k と、

【数38】

$$\log_2 \left\{ \frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)B_{ch}} \right\} \leq N \leq \log_2 \left\{ \frac{2(f_d - B_{ch})}{nB_{ch}} \right\} \quad \dots (式22)$$

の関係を満たす整数 N とを用いて、

【数39】

$$f_i = \frac{2kf_{sym}}{2^N}$$

【数40】

$$f_s = 2^N f_i$$

によって表される。

【0040】

好ましくは、第1の復調デジタル回路は、第1の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する第1の直交復調器と、第1の直交復調器から出力された信号

を低域ろ波する第1の低域通過フィルタと、第1の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第1の受信データ再生部とを含み、第2の復調デジタル回路は、第2の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を直交復調する第2の直交復調器と、第2の直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する第2の低域通過フィルタと、第2の低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する第2の受信データ再生部とを含み、第1の直交復調器は、第1の標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を、中心周波数が0である成分を含む信号に変換し、第2の直交復調器は、前記第2の標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を、中心周波数が0である成分を含む信号に変換するとよい。

【0041】

たとえば、周波数 f_j [Hz] は、3.000 [MHz] である。

【0042】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、第1の無線通信機器は、第2の無線通信機器から送信されてくる第2の無線信号を中心周波数が3.072 [MHz] である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた第1の低周波信号を24.576 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、第2の無線通信機器は、第1の無線通信機器から送信されてくる第1の無線信号を中心周波数が40.000 [MHz] である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた第2の低周波信号を24.576 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含む。

【0043】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、第1の無線通信機器は、第2の無線通信機器から送信されてくる第2の無線信号を中心周波数が3.072 [MHz] である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた第1の低周波信号を12.288 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、第2の無線通信機器は、第1の無線通信機器から送信されてくる第1の無線信号を中心周波数が40.000 [MHz] である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた第2の低周波信号を12.288 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含む。

【0044】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、第1の無線通信機器は、第2の無線通信機器から送信されてくる第2の無線信号を中心周波数が4.608 [MHz] である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた第1の低周波信号を36.864 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、第1の標本化器によってサンプリング

されたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、第2の無線通信機器は、第1の無線通信機器から送信されてくる第1の無線信号を中心周波数が40.000 [MHz]である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた第2の低周波信号を36.864 [MHz]のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含む。

【0045】

また、本発明は、互いに相異なる周波数帯を有する、第1の無線通信機器からの第1の無線信号と第2の無線通信機器からの第2の無線信号とを送受信するための無線通信システムにおいて、第1の無線通信機器内で第2の無線信号を受信してデジタル復調処理するための無線デジタル受信装置であって、第2の無線通信機器から送信されてくる第2の無線信号を、中心周波数を f_i [Hz]とする低周波信号に、ダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号をオーバーサンプリングする標本化器と、標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を復調処理する復調デジタル回路とを備え、標本化器で用いられるサンプリング周波数は、第2の無線通信機器で用いられるサンプリング周波数と同一のサンプリング周波数 f_s [Hz]であり、サンプリング周波数 f_s [Hz]は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ第2の無線通信機器の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、低周波信号の中心周波数 f_i [Hz]は、第1および第2の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1倍の周波数であって、かつサンプリング周波数 f_s [Hz]の $1/2^N$ (N は自然数)倍である。

【0046】

たとえば、サンプリング周波数 f_s [Hz]および低周波信号の中心周波数 f_i [Hz]は、第1および第2の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz]とし、無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz]とした場合、

【数41】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式7)$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数42】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots (式12)$$

かつ

【数43】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots (式14)$$

の関係を満たす整数 k と、

【数44】

$$\log_2 \left\{ \frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)B_{ch}} \right\} \leq N \leq \log_2 \left\{ \frac{2(f_d - B_{ch})}{nB_{ch}} \right\} \quad \dots (式22)$$

の関係を満たす整数 N とを用いて、

【数45】

$$f_i = \frac{2kf_{sym}}{2^N}$$

【数 4 6】

$$f_s = 2^N f_i$$

によって表される。

【0047】

好ましくは、復調デジタル回路は、標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する直交復調器と、直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する低域通過フィルタと、低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含み、直交復調器は、標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を、中心周波数が 0 である成分を含む信号に変換するとよい。

【0048】

好ましくは、復調デジタル回路は、標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が 0 に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する複素フィルタと、複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含むとよい。

【0049】

また、本発明は、互いに相異なる周波数帯を有する、第 1 の無線通信機器からの第 1 の無線信号と第 2 の無線通信機器からの第 2 の無線信号とを送受信するための無線通信システムにおいて、第 2 の無線通信機器内で第 1 の無線信号を受信してデジタル復調処理するための無線デジタル受信装置であって、第 1 の無線通信機器から送信されてくる第 1 の無線信号を、第 1 の無線信号の中心周波数と第 2 の無線信号の中心周波数との差の周波数を中心周波数 f_d [Hz] とする低周波信号に、ダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号をアンダーサンプリングする標本化器と、標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を復調処理する復調デジタル回路とを備え、標本化器で用いられるサンプリング周波数は、第 1 の無線通信機器で用いられるサンプリング周波数と同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、第 1 の無線通信機器の標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されている。

【0050】

たとえば、サンプリング周波数 f_s [Hz] は、第 1 および第 2 の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数 4 7】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式 7)$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数 4 8】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots (式 12)$$

かつ

【数 4 9】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots (式 14)$$

の関係を満たす整数 k を用いて、

【数 5 0】

$$f_s = 2kf_{sym}$$

によって表される。

【0051】

好ましくは、復調デジタル回路は、標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を直交復調する直交復調器と、直交復調器によって直交復調された信号を低域ろ波する低域通過フィルタと、低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含み、直交復調器は、標本化器によってアンダーサンプリングされた信号を、中心周波数が0である成分を含む信号に変換するとよい。

【0052】

好ましくは、復調デジタル回路は、標本化器によってアンダーサンプリングされた信号の内、デジタルフィルタによって、中心周波数が0に近い正または負の周波数成分のどちらか一方のみをろ波する複素フィルタと、複素フィルタによってろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含むとよい。

【0053】

また、本発明は、互いに相異なる周波数帯を有する、第1の無線通信機器からの第1の無線信号と第2の無線通信機器からの第2の無線信号とを送受信するための無線通信システムにおいて、第1の無線通信機器内で第2の無線信号を受信してデジタル復調するための無線デジタル受信装置であって、第2の無線通信機器から送信されてくる第2の無線信号を、中心周波数を f_j [Hz] とする低周波信号に、ダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号をオーバーサンプリングする標本化器と、標本化器によってオーバーサンプリングされた信号の周波数を f_i [Hz] となるように周波数補正した上で復調処理する復調デジタル回路とを備え、標本化器で用いられるサンプリング周波数は、第2の無線通信機器で用いられるサンプリング周波数と同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] であり、サンプリング周波数 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、標本化器でオーバーサンプリングがなされ、かつ第2の無線通信機器の標本化器でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されており、周波数 f_i [Hz] は、第1および第2の無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつサンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍である。

【0054】

たとえば、サンプリング周波数 f_s [Hz] および周波数 f_i [Hz] は、第1および第2の無線信号の帯域幅を $2 \times B_{ch}$ [Hz] とし、無線シンボル伝送速度を f_{sym} [Hz] とした場合、

【数51】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式7)$$

の関係を満たす整数 n に対して、

【数52】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{nf_{sym}} \quad \dots (式12)$$

かつ

【数53】

$$k \leq \frac{f_d}{2f_{sym}} \quad \dots (式14)$$

の関係を満たす整数 k と、

【数 5 4】

$$\log_2\left\{\frac{fd+Bch}{(n+1)Bch}\right\} \leq N \leq \log_2\left\{\frac{2(fd-Bch)}{nBch}\right\} \quad \dots \text{ (式 2 2)}$$

の関係を満たす整数 N とを用いて、

【数 5 5】

$$f_i = \frac{2kfsym}{2^N}$$

【数 5 6】

$$f_s = 2^N f_i$$

によって表される。

【0055】

好ましくは、復調デジタル回路は、標本化器によってオーバーサンプリングされた信号を直交復調する直交復調器と、直交復調器によって直交復調された信号を周波数 f_i [Hz] の成分を含む信号に補正する自動周波数制御装置と、自動周波数制御装置によって周波数補正がなされた信号を低域ろ波する低域通過フィルタと、低域通過フィルタによって低域ろ波された信号から受信データを再生する受信データ再生部とを含むとよい。

【0056】

たとえば、周波数 f_j [Hz] は、3.000 [MHz] である。

【0057】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 3.072 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 24.576 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0058】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 24.576 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0059】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 3.072 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 12.288 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0060】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする

周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 12.288 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0061】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 4.608 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 36.864 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0062】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 36.864 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0063】

また、本発明は、狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、第1の無線通信機器は、第2の無線通信機器から送信されてくる第2の無線信号を中心周波数が 4.096 [MHz] である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた第1の低周波信号を 32.768 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、第2の無線通信機器は、第1の無線通信機器から送信されてくる第1の無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた第2の低周波信号を 32.768 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含む。

【0064】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムであって、第1の無線信号を送信する第1の無線通信機器と、第1の無線信号とは相異なる周波数帯を有する第2の無線信号を送信する第2の無線通信機器とを備え、第1の無線通信機器は、第2の無線通信機器から送信されてくる第2の無線信号を中心周波数が 3.584 [MHz] である第1の低周波信号にダウンコンバートする第1の周波数変換器と、第1の周波数変換器によってダウンコンバートされた第1の低周波信号を 28.672 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第1の標本化器と、第1の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第1の復調デジタル回路とを含み、第2の無線通信機器は、第1の無線通信機器から送信されてくる第1の無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である第2の低周波信号にダウンコンバートする第2の周波数変換器と、第2の周波数変換器によってダウンコンバートされた第2の低周波信号を 28.672 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする第2の標本化器と、第2の標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する第2の復調デジタル回路とを含む。

【0065】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 3.584 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 28.672 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0066】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 28.672 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0067】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 4.096 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 32.768 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【0068】

狭域通信 (DSRC: Dedicated Short Range Communication) 規格を採用する無線通信システムにおいて、送信される無線信号を受信してデジタル復調する無線デジタル受信装置であって、送信されてくる無線信号を中心周波数が 40.000 [MHz] である低周波信号にダウンコンバートする周波数変換器と、周波数変換器によってダウンコンバートされた低周波信号を 32.768 [MHz] のサンプリング周波数でサンプリングする標本化器と、標本化器によってサンプリングされたデジタル信号を復調処理する復調デジタル回路とを含む。

【発明の効果】

【0069】

本発明の無線通信システムおよびそれに用いられる無線デジタル受信装置によれば、第1の無線通信機器（基地局）におけるサンプリング周波数と第2の無線通信機器（移動局）におけるサンプリング周波数とが同一となる。したがって、第1および第2の無線通信機器で復調処理をデジタル的に行う復調デジタル回路を同一のものとすることができる。そのため、本発明を用いれば、第1および第2の無線通信機器（基地局および移動局）で個別の復調デジタル回路を用意する必要がなくなるので、安価な無線デジタル受信装置を提供することができ、無線通信システム全体のコストダウンを図ることが可能となる。

【0070】

また、復調デジタル回路内に周波数を補正するための自動周波数制御装置を設けることによって、局部発振器にある程度の自由度を持たせることができ、コストダウンに貢献することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0071】

（第1の実施形態）

図1は、本発明の第1の実施形態に係る無線通信システム1の機能的構成を示すブロック図である。図1において、無線通信システム1は、第1の無線通信機器である基地局2と、第2の無線通信機器である移動局3とを備える。基地局2は、第1の無線デジタル受

信装置 21 と、第 1 の無線送信装置 22 とを含む。移動局 3 は、第 2 の無線デジタル受信装置 31 と、第 2 の無線送信装置 32 とを含む。図 1 では、簡単のため、基地局 2 および移動局 3 をそれぞれ一つずつだけ示したが、実際は、複数の基地局 2 および複数の移動局 3 が相異なるチャンネルを利用して、相互に通信するものとする。

【0072】

無線通信システム 1 では、DSRC システムの規格を採用するものとする。したがって、移動局 3 から基地局 2 へのアップリンクには、5815 [MHz]、5820 [MHz]、5825 [MHz]、5830 [MHz]、5835 [MHz]、5840 [MHz]、または 5845 [MHz] のいずれかが用いられる。ここでは、アップリンクに用いる信号の中心周波数を f_c [Hz] (以下、単に f_c と表記する) とする。

【0073】

さらに、基地局 2 から移動局 3 へのダウンリンクには、各アップリンクの周波数 f_c に対応して、5775 [MHz]、5780 [MHz]、5785 [MHz]、5790 [MHz]、5795 [MHz]、5800 [MHz]、5805 [MHz] が用いられる。ダウンリンクに用いられる周波数とアップリンクに用いられる周波数との差の周波数 f_d [Hz] (以下、単に f_d と表記する) は、必ず 40.000 [MHz] である。ダウンリンクに用いる信号の中心周波数は、 $f_c - f_d$ [Hz] (以下、単に $f_c - f_d$ と表記する) となる。

【0074】

DSRC システムの規格を示す標準規格書では、無線設備の技術的条件という欄が設けられており、そこで、基地局および移動局における様々な条件が定義されている。

【0075】

DSRC システムの規格では、各チャンネルにおける信号の帯域幅 (以下、チャンネル帯域幅という) は、5 [MHz] であると規定されている。この規定より、チャンネル帯域幅を $2 \times B_{ch}$ と表した場合、 $B_{ch} = 2.5$ [MHz] となることが分かる。

【0076】

DSRC システムでは、変調方式として無線シンボル周波数 f_{sym} [Hz] (以下、単に f_{sym} と表記する) が 1.024 [MHz] の ASK (Amplitude Shift Keying) 方式、または無線シンボル周波数 f_{sym} が 2.048 [MHz] の $\pi/4$ シフト QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) のいずれか一方を利用しなければならないことが規定されている。本実施形態における DSRC システムでは、無線シンボル周波数 $f_{sym} = 2.048$ [MHz] である $\pi/4$ シフト QPSK 方式を用いることとする。なお、ASK 方式の場合、マンチェスタ符号を用いていることから $f_{sym} = 1.024$ [MHz] は baud レートに換算すると 2.048 [MHz] となり $\pi/4$ シフト QPSK 方式と同じことから、下記に説明する原理と同一になる。

【0077】

基地局 2 の第 1 の無線送信装置 22 は、中心周波数が $f_c - f_d$ の信号 (第 1 の無線信号) を出力する。これに応じて、移動局 3 の第 2 の無線デジタル受信装置 31 は、中心周波数が $f_c - f_d$ の信号 (第 1 の無線信号) を受信する。第 2 の無線デジタル受信装置 31 は、受信した中心周波数が $f_c - f_d$ の信号 (第 1 の無線信号) を中心周波数が $f_d = 40.000$ [MHz] の信号にダウンコンバートする。第 2 の無線デジタル受信装置 31 は、サンプリング周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] の標準化信号に同期して、中心周波数が f_d の信号をアンダーサンプリングする。第 2 の無線デジタル受信装置 31 は、アンダーサンプリングの結果得られた信号を、デジタル回路を用いて復調し受信データを得る。

【0078】

移動局 3 の第 2 の無線送信装置 32 は、中心周波数が f_c の信号 (第 2 の無線信号) を出力する。これに応じて、基地局 2 の第 1 の無線デジタル受信装置 21 は、中心周波数が f_c の信号 (第 2 の無線信号) を受信する。第 1 の無線デジタル受信装置 21 は、受信し

た中心周波数が f_c の信号 (第2の無線信号) を中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz] の信号にダウンコンバートする。第1の無線デジタル受信装置21は、サンプリング周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] の標本化信号に同期して、中心周波数が f_i の信号をオーバーサンプリングする。第1の無線デジタル受信装置21は、オーバーサンプリングの結果得られた信号を、デジタル回路を用いて復調し受信データを得る。

【0079】

図2は、第1の無線デジタル受信装置21の機能的構成を示すブロック図である。図2において、第1の無線デジタル受信装置21は、周波数変換器100と、標本化器101と、直交復調器102と、低域通過フィルタ103と、標本化信号発生器104と、受信データ再生部105とを有する。直交復調器102、低域通過フィルタ103および受信データ再生部105をまとめて第1の復調デジタル回路という。ここでは、第1の無線デジタル受信装置21には、中心周波数が f_c の被変調高周波信号 $R_1(t)$ が入力されるとする。

【0080】

周波数変換器100は、被変調高周波信号 $R_1(t)$ をダウンコンバートし、中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz] の被変調低周波信号 $L_1(t)$ を出力する。 $f_i = 3.072$ [MHz] にダウンコンバートする根拠については後で詳述する。

【0081】

標本化信号発生器104は、サンプリング周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] の標本化信号を出力する。サンプリング周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] である根拠については後で詳述する。

【0082】

標本化器101は、標本化信号発生器104から出力される標本化信号に同期して、被変調低周波信号 $L_1(t)$ をオーバーサンプリングして、被標本化信号 $S_1(mT_s)$ を出力する。ここで、 m は整数 ($m = \dots, -1, 0, 1, \dots$) である。 T_s は、サンプリング周期である。すなわち、 $T_s = 1/f_s$ である。

【0083】

直交復調器102は、標本化器101から出力された被標本化信号 $S_1(mT_s)$ に対して、 $\exp(-j\theta \times mT_s)$ (ここで、 j は虚数単位) を乗算する演算を行って、位相が互いに $\pi/2$ [rad] 異なる二つの同相成分標本化信号 $I_1(mT_s)$ と直交成分標本化信号 $Q_1(mT_s)$ とを出力する。ここで用いる θ は、 $\exp(-j\theta \times mT_s)$ を乗算する演算の後、直交復調器102から出力される信号に、中心周波数が0に周波数シフトされた信号が含まれるような値に設定されている。 θ については後で詳述する。

【0084】

図3は、低域通過フィルタ103の通過帯域特性を示す図である。低域通過フィルタ203は、デジタルフィルタであって、周波数が0から $B_{ch}/2$ までの帯域を通過帯域とするローパスフィルタである。低域通過フィルタ103により、低域通過フィルタ103から出力されるベースバンド直交復調信号の同相成分である $I_{b1}(mT_s)$ と直交成分である $Q_{b1}(mT_s)$ とは、中心周波数が0に周波数シフトされた周波数成分のみを持つ信号となる。

【0085】

低域通過フィルタ103から出力される信号 $I_{b1}(mT_s)$ および $Q_{b1}(mT_s)$ は中心周波数が0に周波数シフトされた成分のみを有するので、受信データ再生部105は、遅延検波等によって、受信データを出力することができる。

【0086】

図4は、第2の無線デジタル受信装置31の機能的構成を示すブロック図である。図3において、第2の無線デジタル受信装置31は、周波数変換器200と、標本化器201と、直交復調器202と、低域通過フィルタ203と、標本化信号発生器204と、受信データ再生部205とを含む。直交復調器202、低域通過フィルタ203および受信データ再生部205をまとめて第2の復調デジタル回路という。ここでは、第2の無線デジ

タル受信装置 31 には、中心周波数が $f_c - f_d$ の被変調高周波信号 $R_2(t)$ が入力されるとする。

【0087】

周波数変換器 200 は、被変調高周波信号 $R_2(t)$ をダウンコンバートし、中心周波数が $f_d = 40.000$ [MHz] の被変調低周波信号 $L_2(t)$ を出力する。DSRC システムの移動局では、送信信号を出力するために、局部発振器（図示せず）から周波数が f_c の局部発振信号が出力される。移動局では、この局部発振信号を用いたシングルコンバージョン方式が用いられる。加えて、移動局が受信する信号の周波数は、 $f_c - f_d$ である。したがって、周波数変換器 200 は、周波数が f_c の局部発振信号を用いて被変調高周波信号 $R_2(t)$ を $f_d = 40.000$ [MHz] にダウンコンバートすることとなる。

【0088】

標本化信号発生器 204 は、サンプリング周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] の標本化信号を出力する。したがって、標本化信号発生器 204 は、第 1 の無線デジタル受信装置 21 における標本化信号発生器 104 と同一である。このように、本実施形態では、第 1 の無線デジタル受信装置 21 で用いられるサンプリング周波数と第 2 の無線デジタル受信装置 31 で用いられるサンプリング周波数とが同一である。サンプリング周波数を同一とすることができる根拠については、後述する。サンプリング周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] である根拠についても後で詳述する。

【0089】

標本化器 201 は、標本化信号発生器 204 から出力される標本化信号に同期して、被変調低周波信号 $L_2(t)$ をアンダーサンプリングして、被標本化信号 $S_2(mTs)$ を出力する。ここで、 m は整数 ($m = \dots, -1, 0, 1, \dots$) である。 Ts は、サンプリング周期である。すなわち、 $Ts = 1/f_s$ である。

【0090】

直交復調器 202 は、標本化器 201 から出力された被標本化信号 $S_2(mTs)$ に対して、 $\exp(-j\eta \times mTs)$ （ここで、 j は虚数単位）を乗算する演算を行って、位相が互いに $\pi/2$ [rad] 異なる二つの同相成分標本化信号 $I_2(mTs)$ と直交成分標本化信号 $Q_2(mTs)$ とを出力する。ここで用いる η は、 $\exp(-j\eta \times mTs)$ を乗算する演算の後、直交復調器 202 から出力される信号に、中心周波数が 0 に周波数シフトされた信号が含まれるような値に設定されている。 η については後で詳述する。 η は、後述するように、第 1 の無線デジタル受信装置 21 の直交復調器 202 で用いられる θ とは異なる値である。このように第 1 の無線デジタル受信装置 21 で用いられる直交復調器 102 と第 2 の無線デジタル受信装置 31 で用いられる直交復調器 202 とは、 \exp を乗算する演算における回転角 θ と η とが異なる以外は同一である。回転角が異なる点については、後で詳述する。

【0091】

低域通過フィルタ 203 は、デジタルフィルタであって、第 1 の無線デジタル受信装置 21 における低域通過フィルタ 103 と同様、周波数が 0 から $B_{ch}/2$ までの帯域を通過帯域とするローパスフィルタである。したがって、低域通過フィルタ 203 についても、図 3 を援用することとする。低域通過フィルタ 203 により、低域通過フィルタ 103 から出力されるベースバンド直交復調信号の同相成分である $I_b2(mTs)$ と直交成分である $Q_b2(mTs)$ とは、中心周波数が 0 に周波数シフトされた周波数成分のみを持つ信号となる。第 1 の無線デジタル受信装置 21 で用いられる低域通過フィルタ 103 と第 2 の無線デジタル受信装置 31 で用いられる低域通過フィルタ 203 とは同一である。

【0092】

低域通過フィルタ 203 から出力される信号 $I_b2(mTs)$ および $Q_b2(mTs)$ は中心周波数が 0 に周波数シフトされた成分のみを有するので、受信データ再生部 205 は、遅延検波等によって、受信データを出力することができる。

【0093】

このように、第1の無線デジタル受信装置21および第2の無線デジタル受信装置31では、サンプリング周波数が同じであるので、標本化信号発生器104、204として同一のものをを用いることができる。また、標本化器101、201として同一のものをを用いることができる。さらに、低域通過フィルタ103、203として同一のものをを用いることができる。加えて、直交復調器102と直交復調器202とでは、回転角を変えるだけでよいので、異なる二つの回転角をメモリに格納し、その値を切り替えることが可能な直交復調器を用いることによって、第1の無線デジタル受信装置21での直交復調器102と第2の無線デジタル受信装置31での直交復調器202とを同一のものとすることができる。

【0094】

以下、 $f_i = 3.072$ [MHz] および $f_s = 24.576$ [MHz] とすることによって、標本化器101、201で正しく標本化がなされ、第1および第2の無線デジタル受信装置21、31で正しく受信データが得られる根拠について説明する。すなわち、中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz] の信号をサンプリング周波数 $f_s = 24.576$ [MHz] で標本化器101がオーバーサンプリングすることによって、受信データが完全に復元でき、かつ中心周波数が $f_i = 40.000$ [MHz] の信号をサンプリング周波数 $f_s = 24.576$ [MHz] で標本化器201がアンダーサンプリングすることによって、受信データが完全に復元できる根拠について説明する。

【0095】

送信信号は、一般に、複素信号を用いて表現すると、(式1)のように表される。

【数57】

$$\text{Re}\{S(t)\exp\{j(\omega_c t + \phi)\}\} \quad \dots \text{(式1)}$$

【0096】

これは、送信ベースバンド信号 $S(t)$ はそもそも $T_X I + j T_X Q$ で表される複素信号であり、これを図5に示すような直交変調器を用いて直交変調((式2)を乗算)し、電波として出力されるからである。

【数58】

$$\exp\{j(\omega_c t + \phi)\} \quad \dots \text{(式2)}$$

【0097】

受信側では、送信信号に、正弦波を乗算することによって、ダウンコンバートする。まず、送信信号および正弦波を複素信号を用いて表現すると、(式3)、(式4)のようになる。

【数59】

送信信号

$$\begin{aligned} \text{Re}\{S(t)\exp\{j(\omega_c t + \phi)\}\} &= \frac{1}{2} \{S(t)\exp\{j(\omega_c t + \phi)\} \\ &\quad + S^*(t)\exp\{j(\omega_c t + \phi)\}^*\} \\ &\dots \text{(式3)} \end{aligned}$$

【数60】

正弦波

$$\begin{aligned} \cos\{(\omega_c - \omega_i)t + \phi\} &= \frac{1}{2} \{\exp[j\{(\omega_c - \omega_i)t + \phi\}] \\ &\quad + \exp[j\{(\omega_c - \omega_i)t + \phi\}]^*\} \\ &\dots \text{(式4)} \end{aligned}$$

【0098】

(式3)に従って、送信信号スペクトルを、横軸に複素周波数を、縦軸にスペクトル強度
出証特 2005-3024202

度を取った平面上に表すと図6 (a) のようになる。

【0099】

図6に示すように、送信信号は、中心角周波数が $+\omega_c$ の位置に $S(t)$ のスペクトルと、中心周波数が $-\omega_c$ の位置に $S^*(t)$ のスペクトルとからなる信号であることが分かる。

【0100】

同様に、(式4)により、正弦波も、中心角周波数が $+\omega_c$ の正弦波信号と、中心角周波数が $-\omega_c$ の正弦波信号とからなる信号であることが分かる。

【0101】

ダウンコンバートに用いる局部発振器の中心角周波数を $\omega_c - \omega_i$ とすると、送信信号に正弦波を乗算して得られる周波数変換後の信号の式は、(式5) のようになる。

【数61】

$$\begin{aligned} & \text{Re}[S(t)\exp\{j(\omega_c t + \phi)\}]\cos\{(\omega_c - \omega_i)t + \phi\} \\ &= \frac{1}{4}[S(t)\exp\{j(\omega_i t + \phi - \phi)\} + S(t)\exp\{j(\omega_i t + \phi - \phi)\}^*] \\ & \quad \dots \text{(式5)} \end{aligned}$$

【0102】

図6 (b) は、(式5) で表されるダウンコンバートの様子を図で表現したものである。送信信号を中心角周波数が ω_i (希望波がDC成分を含まずできる限り周波数0に近くなる値) となるように周波数変換すると、希望波の帯域に隣接チャンネル(ch1-)が落ち込み、これが妨害波となることが分かる。たとえば、イメージリジェクションミキサ(非特許文献1の281頁参照)を用いることにより、ch1-は原理上除去することが可能である。ただし、実際には、直交復調信号の同相成分と直交成分との間に存在する直交誤差により、高々30~40dB程度しか抑圧することができないことが知られている(非特許文献2参照)。しかし、DSRCシステムでは、基地局および移動局共に、5 [MHz] 離調での隣接波選択度が規定されていないので(STD-T75 Ver1.2 P. 33参照)、ch1-が完全に抑圧されなくてもよい。

【0103】

中心角周波数 ω_i を図6に示した位置から徐々に正方向に向けて遠ざけていくと、図7 (b) に示すようになる。図7 (b) に示すように、次隣接チャンネルch2- (STD-T75 Ver1.2 P. 33では、次隣接チャンネルは10 [MHz] 離調の信号として定義されている) が、希望波の帯域に落ち込むこととなる。この場合、ch2-の除去が少しでも劣化してくると、規定の15dBからのマージンが少なくなり、最悪の場合には、規定を満たすことができないこととなる。そのため、中心角周波数は、できるだけ0に近い方がよい。

【0104】

以上を考慮すると、DSRCシステムの基地局にLOW-IF方式を導入するにあたっては、隣接チャンネルch1-*が希望波帯域に落ち込むように設定するのがよい。したがって、ダウンコンバートされた信号の中心周波数を f_i とした場合、(式6)の条件を満たすべきである。

【数62】

$$B_{ch} \leq f_i \leq 2B_{ch} \quad \dots \text{(式6)}$$

ここで $f_i = 2\pi \omega_i$ 、 $2B_{ch}$ は1チャンネルあたりの帯域幅を表す値

【0105】

$2 \times B_{ch} = 5$ [MHz]、 $f_d = 40.000$ [MHz] であるから、ここで f_i と f_d とを比べた場合、 $f_i < f_d$ となる。したがって、中心周波数が f_i の信号と中心周

波数が f_d の信号と同じサンプリング周波数を適用して標本化を行おうとすると、中心周波数が f_i となる信号に対しては、オーバーサンプリングを行うこととなり、中心周波数が f_d となる信号に対しては、アンダーサンプリングを行うこととなる。なお、両者がともにオーバーサンプリングとなるようなサンプリング周波数を用いてもよいが、その場合、サンプリング周波数が非常に高い値となり、広帯域まで入力可能な標本化器を用いる必要があるため、回路を安価に実現することが困難となる。

【0106】

したがって、アンダーサンプリングの対象となる信号は、中心周波数が f_d となる信号である。アンダーサンプリングを実現するための必要十分条件は、以下の(式7)および(式8)である(非特許文献3 123頁、B. 12式、B. 16式参照)。

【数63】

$$1 \leq n \leq \frac{f_d - B_{ch}}{2B_{ch}} \quad \dots (式7)$$

【数64】

$$\frac{2(f_d + B_{ch})}{n+1} \leq f_s \leq \frac{2(f_d - B_{ch})}{n} \quad \dots (式8)$$

ここで、 f_s は、サンプリング周波数を表す。

【0107】

また、オーバーサンプリングの対象となる信号は、中心周波数が f_i となる信号である。オーバーサンプリングを実現するための必要十分条件は、ナイキストの定理より、(式9)である。

【数65】

$$f_s \geq 2B_{ch} \quad \dots (式9)$$

【0108】

さらに、復調デジタル回路を容易に実現するための条件は、一般に(式10)によって表される。

【数66】

$$f_s = 2^N f_i = 2k f_{sym} \quad \dots (式10)$$

ここで、 N 、 k は整数、 f_{sym} は無線でのシンボル伝送速度を表す周波数である。

【0109】

(式8) および (式10) より、式(11) が得られる。

【数67】

$$\frac{2(f_d + B_{ch})}{n+1} \leq 2k f_{sym} \leq \frac{2(f_d - B_{ch})}{n} \quad \dots (式11)$$

【0110】

(式11) を k についてまとめると(式12) のようになる。

【数68】

$$\frac{f_d + B_{ch}}{(n+1)f_{sym}} \leq k \leq \frac{f_d - B_{ch}}{n f_{sym}} \quad \dots (式12)$$

【0111】

さらに、 k についての条件を考える。上述のようにアンダーサンプリング方式を用いるのは、中心周波数が f_d である信号に対してである。したがって、この事実と(式10)とを合わせて考慮すると、(式13) のようになる。

【数 6 9】

$$fd \geq fs = 2kfsym \quad \dots (式 1 3)$$

【0 1 1 2】

これを k について変形すると (式 1 4) のようになる。

【数 7 0】

$$k \leq \frac{fd}{2fsym} \quad \dots (式 1 4)$$

【0 1 1 3】

なお、 $n = 1$ 以外 (つまり $n \geq 2$) の場合では、(式 1 5) が成立するので、(式 1 4) は、(式 1 1) が成立すれば必ず成立する式である。

【数 7 1】

$$fd > \frac{2(fd - Bch)}{n} \quad \dots (式 1 5)$$

【0 1 1 4】

(式 1 0) を用いて (式 6) を表すと、(式 1 6) となる。

【数 7 2】

$$2^N Bch \leq fs \leq 2^{N+1} Bch \quad \dots (式 1 6)$$

【0 1 1 5】

次に、(式 8) と (式 1 6) とを同時に満たす条件を考えるにあたり、(式 8) と (式 1 6) とを同時に満たさない条件を考える。(式 8) と (式 1 6) とを同時に満たす解が存在しない条件は、(式 1 7) のようになる。

【数 7 3】

$$2^{N+1} Bch < \frac{2(fd + Bch)}{n+1} \quad \text{or} \quad 2^N Bch > \frac{2(fd - Bch)}{n} \quad \dots (式 1 7)$$

【0 1 1 6】

(式 1 7) を N についての式に変形すると (式 1 8) のようになる。

【数 7 4】

$$N < \log_2 \left\{ \frac{fd + Bch}{(n+1)Bch} \right\} \quad \text{or} \quad N > \log_2 \left\{ \frac{2(fd - Bch)}{n Bch} \right\} \quad \dots (式 1 8)$$

【0 1 1 7】

ここで、(式 1 8) に記載された真数の大小について考えるため (式 1 9) に示したような演算を行う。

【数 7 5】

$$\begin{aligned} \frac{2(fd - Bch)}{n Bch} - \frac{fd + Bch}{(n+1)Bch} &= \frac{(n+1)fd - (3n+1)Bch}{n(n+1)Bch} \\ &= \frac{fd - (3 - \frac{2}{n+1})Bch}{n Bch} \quad \dots (式 1 9) \end{aligned}$$

【0 1 1 8】

(式 7) より、 $1 \leq n$ であるので、 $2 / (n+1) \leq 1$ である。したがって、(式 1 9) より、(式 2 0) を得る。

【数 7 6】

$$\frac{fd-3Bch}{nBch} < \frac{fd-(3-\frac{2}{n+1})Bch}{nBch} \leq \frac{fd-2Bch}{nBch} \quad \dots (式 20)$$

【0 1 1 9】

DSRCシステムでは、 $fd=40.000$ [MHz] = $8Bch$ であるので、(式 20) は 0 より大きい値である。つまり、(式 21) が成立する。

【数 7 7】

$$\frac{2(fd-Bch)}{nBch} > \frac{fd+Bch}{(n+1)Bch} \quad \dots (式 21)$$

【0 1 2 0】

以上より、(式 8) と (式 16) とを同時にみたすための条件は、(式 18) の否定を取ればよいので、(式 22) のようになる。

【数 7 8】

$$\log_2\left\{\frac{fd+Bch}{(n+1)Bch}\right\} \leq N \leq \log_2\left\{\frac{2(fd-Bch)}{nBch}\right\} \quad \dots (式 22)$$

【0 1 2 1】

したがって、本発明のような fi および fs を求めるにあたっては、まず、(式 7) を満たす n を求める。次に、(式 12) および (式 14) を満たす k を求める。次に、求めた n に対応する (式 22) を満たす N を求める。次に、求めた N , k を (式 10) に代入して、 fi を求める。そして、求めた N , fi を (式 10) に代入して、 fs を求める。

【0 1 2 2】

次に、実際の DSRC システムにおいて、 fi および fs を求めてみる。DSRC システムでは、 $Bch=2.5$ [MHz]、 $fd=40.000$ [MHz]、 $fsym=2.048$ [MHz] が前提である。

【0 1 2 3】

まず、(式 7) の条件を満たす整数 n を導出する。この場合、 $n=1, 2, \dots, 7$ が (式 7) の条件を満たす。

【0 1 2 4】

次に、上記整数 n の中から任意の一つを選び出し、(式 12) および (式 14) の条件を満たす整数 k を導出する。この場合、ある整数 n ($1 \leq n \leq 7$) を選んだ場合、(式 12) および (式 14) の条件を満たす整数 k が存在しない場合がある。具体的には、 $n=1, 4, 5, 7$ の場合、(式 12) および (式 14) の条件を満たす整数 k が存在しない。一方、 $n=2$ の場合、 $k=7, 8, 9$ となる。 $n=3$ の場合、 $k=6$ となる。 $n=6$ の場合、 $k=3$ となる。

【0 1 2 5】

次に、(式 7) の条件を満たす上記整数 n ($1 \leq n \leq 7$) の中から任意の一つを選び出し、(式 22) の条件を満たす整数 N を導出する。 $n=1$ の場合、 $N=4$ となる。 $n=2, 3$ の場合、 $N=3$ となる。 $n=4, 5, 6, 7$ の場合、 $N=2$ となる。

【0 1 2 6】

最後に、(式 10) より、整数 k と整数 N とに対応する fi を求め、さらに fs を求める。

【0 1 2 7】

表 1 は、上記 n 、 k 、 N の値の組み合わせと、 n 、 k 、 N の値に対応する fi 、 fs の値を示した表である。

【表 1】

n	N	k	f_i [MHz]	f_s [MHz]
1	4	—	—	—
2	3	9	4.608	36.864
2	3	7	3.584	28.672
2	3	8	4.096	32.768
3	3	6	3.072	24.576
4	2	—	—	—
5	2	—	—	—
6	2	3	3.072	12.288
7	2	—	—	—

【0128】

表1において“—”で示された印は、上述の条件を満たす値が存在しないことを示している。

【0129】

表1から分かるように、 f_i の最小の値は、3.072 [MHz]であり、図6、図7を用いた説明から分かるように、 f_i が3.072 [MHz]の時、次隣接チャネルch2-の希望波帯域への落ち込みがもっとも少ない。従って以降の説明では f_i が3.072 [MHz]の場合に限定して説明を行うものとする。なお、 f_i が3.072 [MHz]であるとき、 f_s は表1より24.576 [MHz]、または12.288 [MHz]である。本実施形態では、 f_s として、24.576 [MHz]を用いることとする。

【0130】

以上のことから、中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz]の信号をサンプリング周波数 $f_s = 24.576$ [MHz]で標本化器101がオーバーサンプリングすることによって、受信データが完全に復元でき、かつ中心周波数が $f_i = 40.000$ [MHz]の信号をサンプリング周波数 $f_s = 24.576$ [MHz]で標本化器201がアンダーサンプリングすることによって、受信データが完全に復元できることが分かる。なお、ここでは、 $f_i = 3.072$ [MHz]とし、 $f_s = 24.576$ [MHz]とすることとしたが、表1から分かるように、 $f_i = 3.072$ [MHz]とし、 $f_s = 12.288$ [MHz]としてもよい。また、表1から分かるように、 $f_i = 4.608$ [MHz]として、 $f_s = 36.864$ [MHz]、あるいは、 $f_i = 4.096$ [MHz]として、 $f_s = 32.768$ [MHz]、あるいは、 $f_i = 3.584$ [MHz]として、 $f_s = 28.672$ [MHz]としてもよい。なお、上記いずれの場合も、 $f_d = 40.000$ [MHz]である。

【0131】

図8は、標本化器101から出力される被標本化信号S1 (mTs)のスペクトルの様子を示す図である。図8において、横軸は複素周波数であり、縦軸は電力スペクトル強度を示す。

【0132】

図8において、2Bchは、チャネル帯域幅を表しており、DSRCシステムにおいては、2Bch=5 [MHz]である。図8において、スペクトル300は、被変調低周波信号L1 (t)のスペクトルを表す。それ以外のスペクトルは、Tsのサンプル周期で被変調低周波信号L1 (t)を標本化したことにより生じる折り返しスペクトルである。こ

ここでは、折り返しスペクトルとして、中心周波数が $f_s \pm f_i$ の信号、および中心周波数が $-f_s \pm f_i$ の信号が発生している図が示されている。

【0133】

直交復調器102は、標本化器101から出力された被標本化信号 S_1 (mTs) を入力信号として、位相が互いに $\pi/2$ [rad] 異なる二つの同相成分標本化信号 I_1 (mTs) と直交成分標本化信号 Q_1 (mTs) とを出力する。具体的には、直交復調器102は、(式23) で表される θ [rad] を用いて S_1 (mTs) $\times \exp(-j\theta \times mTs)$ なる演算を行って、同相成分標本化信号 I_1 (mTs) および直交成分標本化信号 Q_1 (mTs) を得る。

【数79】

$$\theta = \frac{1}{2^{N-1}} \pi \quad \dots \text{(式23)}$$

ここで、 N は、表1に示す N である。すなわち、 $f_i = 3.072$ [MHz]、 $f_s = 24.576$ [MHz] の場合、 $N=3$ である。なお、 $f_i = 3.072$ [MHz]、 $f_s = 12.288$ [MHz] を用いる場合、 $N=2$ となる。また、 $f_i = 4.608$ [MHz]、 $f_s = 36.864$ [MHz] を用いる場合、 $N=3$ となる。

【0134】

たとえば、中心周波数が0でない f_b [Hz] であって、かつ、サンプリング周波数 f_s で標本化されている信号 S_b (mTs) を中心周波数が0である信号にデジタル回路を用いて変換するためには、 S_b (mTs) に $\exp(-j2\pi \times f_b / f_s \times t)$ を乗算し、正の方向に f_b だけ周波数シフトを行えばよい。ここで、 t は時間を表すが、サンプリング周波数が f_s であるデジタル回路内部では、この t は連続的な値を取れず T_s で等間隔に並ぶ離散的な値となる。したがって、 T_s 毎に S_b (mTs) に乗算すべき値は、(式24) のようになる。

【数80】

$$\exp(-j2\pi \frac{f_b}{f_s} m) \quad \dots \text{(式24)}$$

【0135】

つまり、中心周波数が f_b である S_b (mTs) を中心周波数が0である信号に変換するためには、(式25) のような演算を行えばよい。

【数81】

$$S_b(mTs) \times \exp(-j2\pi \frac{f_b}{f_s} m) \quad \dots \text{(式25)}$$

【0136】

\exp の項を Euler (オイラ) の公式を用いて展開すると、(式26) のようになる。

【数82】

$$\exp(-j2\pi \frac{f_b}{f_s} m) = \cos\{(2\pi \frac{f_b}{f_s})m\} - j\sin\{(2\pi \frac{f_b}{f_s})m\} \quad \dots \text{(式26)}$$

【0137】

これより(式25)の演算は、図9のような回路構成を用いて実現することができる。図9は、 $-f_b$ だけ周波数シフトを行い中心周波数が0である信号を得るための回路構成概略図である。図9に示すように、当該回路からは、 S_b (mTs) の同相成分である I_b (mTs) と直交成分である Q_b (mTs) とが出力される。したがって、図9は、直交復調器であると言える。つまり、図9は、直交復調器102、202の内部構成を示すこととなる。

【0138】

上述より、直交復調器102においてなされる演算 $S1(mTs) \times \exp(-j\theta \times m)$ における θ は、(式10)より以下のような(式27)によって決まる。

【数83】

$$\theta = 2\pi \frac{fb}{fs} = 2\pi \frac{fi}{fs} = 2\pi \frac{fi}{2^{N_{fi}}} = \frac{1}{2^{N-1}} \pi \quad \dots (式27)$$

(式27)は、(式23)を表していることが分かる。

【0139】

以上のことより、直交復調器102で $S1(mTs) \times \exp(-j\theta \times mTs)$ なる演算を行うことによって、同相成分標準化信号 $I1(mTs)$ および直交成分標準化信号 $Q1(mTs)$ は、図8に示されたスペクトル300の中心周波数が0となるように周波数シフトされた周波数成分を持つ信号となる。

【0140】

図10は、中心周波数が $fd = 40.000$ [MHz] である被変調低周波信号 $L2(t)$ を、サンプリング周波数 $fs = 24.576$ [MHz] で標本化して得られる被標本化信号 $S2(mTs)$ のスペクトルの様子を示す図である。図10において、横軸は複素周波数を示す。縦軸は、電力スペクトル強度を示す。

【0141】

図10において、スペクトル500は、被変調低周波信号 $L2(t)$ のスペクトルを表し、それ以外のスペクトルは、 Ts のサンプル周期で被変調低周波信号 $L2(t)$ を標本化したことにより生じる折り返しスペクトルである。ここで、スペクトル501、スペクトル502およびスペクトル503は、スペクトル500からサンプリング周波数の整数倍だけ離れたところに位置するスペクトルであるので、スペクトル500、スペクトル501、スペクトル502およびスペクトル503は互いに等価な信号である。

【0142】

しかし、それ以外のスペクトルは、被変調低周波信号 $L2(t)$ を表すスペクトル500からサンプリング周波数の整数倍だけ離れた所に位置するスペクトルではないため、スペクトル500とは異なる周波数成分を持つ信号のスペクトルである。

【0143】

上述のように、スペクトル500とスペクトル502とは同じものである。直交復調器202は、(式28)で表される η [rad] を用いて、 $S2(mTs) \times \exp(-j\eta \times m)$ なる演算を行って、図10に示されたスペクトル502の中心周波数が0となるように周波数シフトされた周波数成分を持つ同相成分標準化信号 $I2(mTs)$ および直交成分標準化信号 $Q2(mTs)$ を得る。

【数84】

$$\eta = -\frac{Mfs - fd}{fs} 2\pi \quad \dots (式28)$$

【0144】

ここで、(式28)の根拠について説明しておく。標本化器201から出力される信号 $S2(mTs)$ は、図10に示すように、スペクトル500と等価な信号であって中心周波数が0にもっとも近い信号を含む。当該信号の中心周波数は、正整数 M を用いて $-Mfs + fd$ と表される。図10では、 $M=2$ である。中心周波数が $-Mfs + fd$ なる信号を中心周波数が0の信号に周波数シフトするには、(式29)より、上記(式28)の η を用いればよいことが分かる。

【数85】

$$\eta = 2\pi \frac{fb}{fs} = 2\pi \frac{-Mfs + fd}{fs} = -\frac{Mfs - fd}{fs} 2\pi \quad \dots (式29)$$

【0145】

なお、上述のように、 $f_i = 3.072$ [MHz]、 $f_s = 12.288$ [MHz] と設定した場合にも、同様の処理を行うことによって、正しく受信データを得ることができる。図11は、被変調低周波信号 $L_1(t)$ の中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz] で、かつ、サンプリング周波数 f_s を 12.288 [MHz] に設定した場合の標本化器101から出力された標本化信号 $S_1(mTs)$ のスペクトルの様子を示す図である。図11において、横軸は複素周波数であり、縦軸は電力スペクトル強度を示す。

【0146】

図11において、 $2B_{ch}$ は、チャネル帯域幅を表しており、DSRCシステムにおいては、 $2B_{ch} = 5$ [MHz] である。図11において、スペクトル400は、被変調低周波信号 $L_1(t)$ のスペクトルを表す。それ以外のスペクトルは、 T_s のサンプル周期で被変調低周波信号 $L_1(t)$ を標本化したことにより生じる折り返しスペクトルである。ここでは、折り返しスペクトルとして、中心周波数が $f_s \pm f_i$ の信号、および中心周波数が $-f_s \pm f_i$ の信号が発生している図を示している。

【0147】

直交復調器102は、標本化器101から出力された標本化信号 $S_1(mTs)$ を入力信号として、位相が互いに $\pi/2$ [rad] 異なる二つの同相成分標本化信号 $I_1(mTs)$ と直交成分標本化信号 $Q_1(mTs)$ とを出力する。このとき、直交復調器102は、上述と同様に、(式23)で表される θ [rad] を用いて $S_1(mTs) \times \exp(-j\theta \times m)$ なる演算を行うことによって、同相成分標本化信号 $I_1(mTs)$ および直交成分標本化信号 $Q_1(mTs)$ を得るようにすればよい。この場合も同様に、図3に示すような通過帯域特性をもつ低域通過フィルタ103を用いることによって、スペクトル400の中心周波数が0に周波数シフトされた周波数成分のみをもつベースバンド直交復調信号の同相成分信号である $I_{b1}(mTs)$ と直交成分信号である $Q_{b1}(mTs)$ とを得ることができる。したがって、受信データ再生部105によって、受信データを得ることができる。

【0148】

図12は、中心周波数が $f_d = 40.000$ [MHz] である被変調低周波信号 $L_2(t)$ を、サンプリング周波数 $f_s = 12.288$ [MHz] で標本化して得られる標本化信号 $S_2(mTs)$ のスペクトルの様子を示す図である。図12において、横軸は複素周波数を示す。縦軸は、電力スペクトル強度を示す。

【0149】

図12において、スペクトル604は、被変調低周波信号 $L_2(t)$ のスペクトルを表し、それ以外のスペクトルは、 T_s のサンプル周期で被変調低周波信号 $L_2(t)$ を標本化したことにより生じる折り返しスペクトルである。ここで、スペクトル605、スペクトル606およびスペクトル607は、スペクトル604からサンプリング周波数の整数倍だけ離れたところに位置するスペクトルであるので、スペクトル604、スペクトル605、スペクトル606およびスペクトル607は互いに等価な信号である。

【0150】

しかし、それ以外のスペクトルは、被変調低周波信号 $L_2(t)$ を表すスペクトル604からサンプリング周波数の整数倍だけ離れた所に位置するスペクトルではないため、スペクトル604とは異なる周波数成分を持つ信号のスペクトルである。

【0151】

上述のように、スペクトル604とスペクトル607とは同じものである。直交復調器202は、(式28)で表される η [rad] を用いて、 $S_2(mTs) \times \exp(-j\eta \times m)$ なる演算を行って、図12に示されたスペクトル607の中心周波数が0となるように周波数シフトされた周波数成分を持つ同相成分標本化信号 $I_2(mTs)$ および直交成分標本化信号 $Q_2(mTs)$ を得る。この場合、スペクトル607を中心周波数が0になるように周波数シフトするので、(式28)において、 $M = 3$ である。

【0152】

なお、 $f_i = 4.608$ [MHz] および $f_s = 36.864$ [MHz] とする場合にも、同様に、直交復調器 102, 202 での回転角 θ および η を決定して、直交復調することによって、第 1 および第 2 の無線デジタル受信装置 21, 31 で、正しく受信データを得ることができる。

【0153】

このように、第 1 の実施形態では、基地局におけるサンプリング周波数と移動局におけるサンプリング周波数とを、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、基地局でオーバーサンプリングがなされ、移動局でアンダーサンプリングがなされるような同一の値 f_s [Hz] に設定する。さらに、基地局におけるダウンコンバート後の信号の中心周波数 f_i [Hz] を、送受信される無線信号の帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつサンプリング周波数の $1/2^N$ (N は自然数) 倍とする。たとえば、 $f_i = 3.072$ [MHz] であり、 $f_s = 24.576$ [MHz] である。また、たとえば、 $f_i = 3.072$ [MHz] であり、 $f_s = 12.288$ [MHz] である。さらに、たとえば、 $f_i = 4.608$ [MHz] であり、 $f_s = 36.864$ [MHz] であり、 $f_i = 3.584$ [MHz] であり、 $f_s = 28.672$ [MHz] であり、 $f_i = 4.096$ [MHz] であり、 $f_s = 32.768$ [MHz] である。これによって、直交復調における回転角を異なるものとする以外は、基地局における復調デジタル回路と移動局における復調デジタル回路とを同一のものとしてすることができる。したがって、安価に、基地局および移動局における無線デジタル受信装置を提供することができ、かつ無線通信システム全体のコストダウンを図ることが可能となる。

【0154】

(第 2 の実施形態)

第 1 の実施形態では、被変調高周波信号を周波数変換して得られる被変調低周波信号を、標本化した後、直交復調器によって互いに位相が $\pi/2$ だけ異なる同相成分標本化信号と直交成分標本化信号とを出力し、低域通過フィルタを用いて、それを低域ろ波することによって受信データを得ることとした。第 2 の実施形態では、直交復調器および低域通過フィルタの代わりに複素フィルタを用いて、受信データを得る無線デジタル受信装置の構成について説明する。なお、第 2 の実施形態においても、システム全体の構成は第 1 の実施形態と同様であるので、図 1 を援用することとする。

【0155】

図 13 は、本発明の第 2 の実施形態における第 1 の無線デジタル受信装置 21 の機能的構成を示すブロック図である。図 13 において、第 1 の無線デジタル受信装置 21 は、周波数変換器 600 と、標本化器 601 と、複素フィルタ 602 と、標本化信号発生器 603 と、受信データ再生部 604 とを含む。ここで、複素フィルタ 602 および受信データ再生部 604 をまとめて復調デジタル回路という。

【0156】

第 1 の無線デジタル受信装置 21 において、周波数変換器 600 は、入力された被変調高周波信号 $R(t)$ を中心周波数が f_i の被変調低周波信号 $L(t)$ に周波数変換する。標本化器 601 は、標本化信号発生器 603 から出力されるサンプリング周波数が f_s の標本化信号で被変調低周波信号 $L(t)$ を標本化して、被標本化信号 $S(mT_s)$ を出力する。ここまでの動作は、第 1 の実施形態と同様である。

【0157】

従って、標本化器 601 から出力される標本化信号 $S(mT_s)$ のスペクトルは、被変調低周波信号 $L(t)$ の中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz] で、かつ、サンプリング周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] である場合、すなわち図 8 と同一のものとなる。したがって、第 2 の実施形態においても図 8 を援用することとする。

【0158】

図 8 において、被変調低周波信号 $L(t)$ のスペクトルであるスペクトル 300 と等価なスペクトルは、スペクトル 300 とサンプリング周期 $f_s = 24.576$ [MHz] の整数倍の間隔で離れたスペクトルである。つまり、スペクトル 300 と、中心周波数が一

3.072 [MHz] であるスペクトルは異なる特性を持つスペクトルである。受信データを得るためには、スペクトル300、またはスペクトル300からサンプリング周波数 f_s の整数倍だけ離れたところに位置するスペクトルを周波数成分としてもつスペクトルを抽出すべきである。図14は、複素フィルタ602の通過帯域特性の一例を示す図である。図14に示すような通過帯域特性を持つ複素フィルタ602を用いるとすると、複素フィルタ602から出力される直交復調信号の同相成分である I_b (mTs) と直交成分である Q_b (mTs) とは、スペクトル300を周波数成分とし、位相が互いに $\pi/2$ [rad] だけ異なる信号となる。この直交復調信号 I_b (mTs) と Q_b (mTs) とは中心周波数が0ではない信号であるが、受信データ再生部604は、遅延検波等によって、受信データを出力することができる。

【0159】

第2の実施形態において、移動局における第2の無線デジタル受信装置31の構成は、第1の無線デジタル受信装置21の構成と同様であるので、図13を第2の無線デジタル受信装置31の構成にも援用する。

【0160】

第2の無線デジタル受信装置31において、第1の無線デジタル受信装置21と異なるのは、被変調高周波信号 $R(t)$ を周波数変換器600が中心周波数が f_d の被変調低周波信号 $L(t)$ に変換する点、および複素フィルタとして、図10に示したような中心周波数が -9.152 [MHz] のスペクトル502を抽出するフィルタを用いる点だけである。それ以外は、第1の無線デジタル受信装置21と第2の無線デジタル受信装置31とは同一である。

【0161】

このように、第2の実施形態では、複素フィルタの通過特性を変更するだけで受信データを得ることができるので、第1の実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0162】

なお、上記では、 $f_i = 3.072$ [MHz]、 $f_s = 24.576$ [MHz] の場合について説明を行ったが、 $f_i = 3.072$ [MHz]、 $f_s = 12.288$ [MHz] の場合についても複素フィルタ602の通過域特性の中心周波数を3.072 [MHz] から3.136 [MHz] (図12参照)に変更するだけで、同様の結果を得ることができる。 $f_i = 3.584$ [MHz]、 $f_s = 28.672$ [MHz] の場合についても複素フィルタ602の通過域特性の中心周波数を3.072 [MHz] から3.584 [MHz] (図15(a)参照)に変更するだけで、同様の結果を得ることができる。 $f_i = 4.096$ [MHz]、 $f_s = 32.768$ [MHz] の場合についても複素フィルタ602の通過域特性の中心周波数を3.072 [MHz] から4.096 [MHz] (図15(b)参照)に変更するだけで、同様の結果を得ることができる。 $f_i = 4.608$ [MHz]、 $f_s = 36.864$ [MHz] の場合についても複素フィルタ602の通過域特性の中心周波数を3.072 [MHz] から4.608 [MHz] (図15(c)参照)に変更するだけで、同様の結果を得ることができる。

【0163】

また、標本化器601に入力される被変調低周波信号 $L(t)$ の中心周波数が $f_d = 40.000$ [MHz] で、 $f_s = 24.576$ [MHz]、 $f_s = 12.288$ [MHz] の場合についても、複素フィルタ602の通過域特性の中心周波数をそれぞれ、-9.152 [MHz]、3.136 [MHz]に変更するだけで良い。同様に、 $f_d = 40.000$ [MHz] で、 $f_s = 28.672$ [MHz] の場合についても、複素フィルタ602の通過帯域特性の中心周波数を、11.328 [MHz]に変更するだけで良い (図15(d)参照)。また、 $f_d = 40.000$ [MHz] で、 $f_s = 32.768$ [MHz] の場合についても、複素フィルタ602の通過帯域特性の中心周波数を、7.232 [MHz]に変更するだけで良い (図15(e)参照)。また、 $f_d = 40.000$ [MHz] で、 $f_s = 36.864$ [MHz] の場合についても、複素フィルタ602の通過帯域特性の中心周波数を、3.136 [MHz]に変更するだけで良い (図15(f)参

照)。

【0164】

上記複素フィルタの特性は、例えば、複素フィルタとしてFIR (Finite Impulse Response) フィルタを用いた場合、通過域特性の中心周波数が3.072 [MHz]、3.136 [MHz]、-9.152 [MHz] のいずれの場合にも対応できるようにあらかじめタップ数を定めておけば、各タップ係数を入れ換えるだけで、上述した全ての場合に対応できる。したがって、タップ係数を選択できるFIRを用いることによって、複素フィルタからなる復調デジタル回路を移動局と基地局とで同一のものとすることができるので、コストダウンを図ることが可能となる。

【0165】

(第3の実施形態)

第3の実施形態においても図1を援用することとする。図16は、本発明の第3の実施形態に係る第1の無線デジタル受信装置21の機能的構成を示すブロック図である。

【0166】

図16(a)において、第1の無線デジタル受信装置21は、周波数変換器800と、標本化器801と、直交復調器802と、自動周波数制御装置803と、低域通過フィルタ804と、標本化信号発生器805と、検波器806と、データ判定部807とを含む。直交復調器802、自動周波数制御装置803、低域通過フィルタ804、検波器806、およびデータ判定部807をまとめて復調デジタル回路という。

【0167】

第3の実施形態において、周波数変換器800は、被変調高周波信号 $R(t)$ を中心周波数が3.072 [MHz]の被変調低周波信号に変換しない。以下では、周波数変換器800が、被変調高周波信号 $R(t)$ を中心周波数が $f_j = 3.000$ [MHz]の被変調低周波信号 $L(t)$ に変換する場合を例にとって説明する。

【0168】

標本化器801は、標本化信号発生器805から出力される周波数が $f_s = 24.576$ [MHz]の標本化信号に同期して、被変調低周波信号 $L(t)$ をサンプリングして、標本化信号 $S(mT_s)$ を出力する。

【0169】

直交復調器802では、入力された被変調低周波信号 $L(t)$ の中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz]であるとみなして、(式23)で表される θ [rad]を用いて $S(mT_s) \times \exp(-j\theta \times mT_s)$ なる演算を行って、同相成分標本化信号 $I(mT_s)$ と直交成分標本化信号 $Q(mT_s)$ とを得る。

【0170】

図17は、直交復調器802から出力される同相成分標本化信号 $I(mT_s)$ および直交成分標本化信号 $Q(mT_s)$ のスペクトルの様子を示す図である。図17において、スペクトル900は、被変調低周波信号 $L(t)$ のスペクトルを表している。それ以外のスペクトルは、 T_s のサンプル周期で被変調低周波信号 $L(t)$ を標本化したことにより生じる折り返しスペクトルを表す。図17と図8とを比べると、両者のスペクトルは、被変調低周波信号 $L(t)$ の本来あるべき周波数である3.072 [MHz]と実際に得られている周波数3.000 [MHz]との差である0.072 [MHz]だけ、全体的にスペクトルがずれた状態になっていることが分かる。

【0171】

自動周波数制御装置803は、このスペクトル900を本来得られるべき中心周波数である3.072 [MHz]に周波数シフトするように周波数変換する。すなわち、自動周波数制御装置803は、図17に示されたスペクトル全体を周波数変換して、スペクトル900の中心周波数が3.072 [MHz]となるようにする。このような自動周波数制御装置803は、特許第3327152号公報や特開平6-120997号公報等に開示されている。

【0172】

このような動作を行う自動周波数制御装置 803 を直交復調器 802 と低域通過フィルタ 804 との間に設けることにより、低域通過フィルタ 804 は、図 3 と同じ通過域特性を持つフィルタを用いることが可能となる。低域通過フィルタ 804 の出力側に設けられた検波器 806 は、遅延検波を行い、検波信号 DETI (mTs) および DETQ (mTs) をデータ判定部 807 に対して出力する。データ判定部 807 は、この DETI (mTs) と DETQ (mTs) とを用いて位相を検出し、検出した位相をもとに受信データを出力する。

【0173】

このように、第 3 の実施形態では、第 1 の実施形態で求めた f_i を用いることができないような場合、たとえば、第 1 の実施形態で求めた f_i を用いるには周波数発振器を特注しなければならないような場合、 f_i の近傍の周波数に変換できる周波数変換器を用いて、自動周波数制御装置で周波数をデジタル的に補正することによって、標本化後の信号が中心周波数を f_i とする成分を持たせることができる。これによって、受信データを正しく再生することができる。 f_i の近傍に周波数変換できるように汎用の局部発振器を用いて周波数変換器を構成することによって、無線デジタル受信装置のコストダウンを図ることが可能となる。

【0174】

なお、上記説明では、自動周波数制御装置 803 を直交復調器 802 の直後に設ける構成の場合をしめしたが、図 16 (b) に示したような構成を用いた場合にも同様の効果を得ることができる。ただし、図 16 (b) に示したような構成を用いる場合、自動周波数制御装置として特許 3088893 号公報や特開平 10-98500 号公報等に開示されているようなものを用いる必要がある。

【0175】

なお、上記説明では、被変調低周波信号 $L(t)$ の中心周波数が f_i からずれている場合を例として動作説明を行ったが、被変調低周波信号 $L(t)$ の中心周波数が f_d からずれている場合についても、被変調低周波信号 $L(t)$ のスペクトルの中心周波数が f_d と等しくなるように自動周波数制御装置 803 において周波数シフトを行うことにより、低域通過フィルタ 804 の通過域特性は図 3 と同じものを用いることができ、低域通過フィルタ 804 の出力側に設けられた遅延検波回路等によって、受信データを得ることができる。

【0176】

なお、上記説明では、 $f_j = 3.000$ [MHz] としたが、 $f_i = 3.072$ と f_j との周波数のずれ Δf は、 $|\Delta f| < 0.512$ [MHz] であればよい。以下、その理由について説明する。周波数は、時間単位当たりの位相変化量である。したがって、周波数のずれと位相のずれとが一對一に対応する。DSRC システムでは、送信データフォーマットとして、各フレームの先頭部分にプリアンプルパターンというシンボル毎に位相が π 異なるデータが挿入されている。そのプリアンプルパターンを用いると、理論上は、 $\pm \pi/2$ まで ($\pm \pi/2$ は含まない) の位相補正が可能となる。この $\pi/2$ という位相差を周波数変換する場合、その変換式には、シンボルデータ速度 f_{sym} が関連してくるので、 f_{sym} の値によって、 $\pi/2$ に対する周波数は、異なる値となる。これを表したのが (式 33) である。

【数 86】

$$\theta_{err} = 2\pi \times \frac{\Delta f}{f_s} \text{ [rad]} \quad \dots \text{ (式 33)}$$

ここで、 θ_{err} は、周波数ずれ Δf に対する位相を表す。本実施形態では、 $f_{sym} = 2.048$ [MHz] としているので、(式 33) において $\theta_{err} = \pi/2$ 、 $f_s = 2.048$ [MHz] とおいて、 Δf について解くと、 $|\Delta f| < 0.512$ [MHz] となる。

【0177】

(第4の実施形態)

本発明の第4の実施形態では、基地局における第1の無線送信装置と第1の無線デジタル受信装置とを合わせた基地局無線通信装置、および移動局における第2の無線送信装置と第2の無線デジタル受信装置とを合わせた移動局無線通信装置について説明する。

【0178】

図18は、本発明の第4の実施形態に係る基地局無線通信装置12の構成を示す図である。図18において、基地局無線通信装置12は、アンテナ1200と、帯域制限フィルタ1216と、送受信切り替えスイッチ1211と、増幅器1201と、第1のミキサ1202と、第2のミキサ1203と、第1の局部発振器1206と、第1の低域通過フィルタ1204と、第2の低域通過フィルタ1205と、第1の標本化器1207と、第2の標本化器1208と、標本化信号発生器1209と、復調デジタル回路1210と、送信高周波回路1212と、第3のミキサ1213と、第2の局部発振器1214と、送信回路1215とを含む。

【0179】

基地局無線通信装置11において、受信動作は、アンテナ1200と、帯域通過フィルタ1216と、送受信切り替えスイッチ1211と、増幅器1201と、第1のミキサ1202と、第2のミキサ1203と、第1の局部発振器1206と、第1の低域通過フィルタ1204と、第2の低域通過フィルタ1205と、第1の標本化器1207と、第2の標本化器1208と、標本化信号発生器1209と、復調デジタル回路1210とを用いて行われる。送信動作は、送信回路1215と、第2の局部発振器1214と、第3のミキサ1213と、送信高周波回路1212と、送受信切り替えスイッチ1211と、帯域通過フィルタ1216と、アンテナ1200とを用いて行われる。

【0180】

受信動作時、送受信切り替えスイッチ1211は、アンテナ1200と増幅器1201とが接続されるように制御される。アンテナ1211で受信された移動局からの中心周波数が f_c の被変調波高周波信号 $R(t)$ は、まず、帯域制限フィルタ1216において、基地局と移動局との間では用いることのない周波数帯の信号が除去され、増幅器1201に入力される。増幅器1201は、被変調波高周波信号 $R(t)$ を適切なレベルに増幅し、第1のミキサ1202と第2のミキサ1203とに入力する。第1の局部発振器1206は、中心周波数が $f_c - f_i$ である正弦波を出力する。ここで、 f_i は、第1の実施形態で求めた $f_i = 3.072$ [MHz] である。

【0181】

第1のミキサ1202は、第1の局部発振器1206から出力された中心周波数が $f_c - f_i$ である正弦波と被変調波高周波信号 $R(t)$ とを乗算し、中心周波数が f_i の被変調低周波中間周波数信号同相成分 $RXI(t)$ を出力する。第1の低域通過フィルタ1204は、被変調低周波中間周波数信号同相成分 $RXI(t)$ の高域成分を除去して、第1の標本化器1207に入力する。

【0182】

一方、第2のミキサ1203は、第1の局部発振器1206から出力された中心周波数が $f_c - f_i$ である正弦波の位相を $\pi/2$ だけずらせた信号と被変調波高周波信号 $R(t)$ とを乗算し、中心周波数が f_i の被変調低周波中間周波数直交成分 $RXQ(t)$ を出力する。第2の低域通過フィルタ1205は、被変調低周波中間周波数信号同相成分 $RXI(t)$ の高域成分を除去して、第2の標本化器1208に入力する。

【0183】

第1の標本化器1207は、標本化信号発生器1209から出力される周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] の信号に同期して、被変調低周波中間周波数信号同相成分 $RXI(t)$ を標本化し、同相成分標本化信号 $I(mTs)$ を出力する。

【0184】

第2の標本化器1208は、標本化信号発生器1209から出力される周波数が $f_s = 24.576$ [MHz] の信号に同期して、被変調低周波中間周波数信号直交成分 RXQ

(t) を標本化し、直交成分標本化信号 I (mTs) を出力する。

【0185】

復調デジタル回路1210は、同相成分標本化信号 I (mTs) と直交成分標本化信号 Q (mTs) を入力信号として、直交復調を行った後、低域ろ波して、受信データを出力する。

【0186】

図18において、第1および第2のミキサ1202, 1203、第1の局部発振器1206、および第1および第2の低域通過フィルタ1204, 1205が、第1の実施形態における周波数変換器100に相当する。第1および第2の標本化器1207, 1208が、第1の実施形態に示す標本化器101に相当する。なお、第4の実施形態では、第1の実施形態と異なり、直交データを標本化することとしたが、 f_i と f_s の値として第1の実施形態に示したものをを用いているので、本質的には、第1の実施形態と同様である。標本化信号発生器1209が、第1の実施形態に示す標本化信号発生器104に相当する。復調デジタル回路1210は、第1の実施形態における直交復調器102、低域通過フィルタ103、および受信データ再生部105に相当する。

【0187】

送信時、送信データは、送信回路1215で $\pi/4$ シフトQPSK方式に従って変調され、送信信号B(t)として出力される。送信信号B(t)は、局部発振器1214から出力される中心周波数が $f_c - f_d$ の信号と第3のミキサ1213で乗算され被変調高周波信号TX(t)として出力される。被変調高周波信号TX(t)は、送信高周波回路1212を介して不要な周波数成分を除去し、適切な送信出力レベルに調整した後、アンテナ1200から電波として放射される。

【0188】

図19は、本発明の第4の実施形態に係る移動局無線通信装置11の構成を示す図である。図19において、移動局無線通信装置11は、アンテナ1100と、帯域制限フィルタ1112と、送受信切り替えスイッチ1108と、増幅器1101と、第1のミキサ1102と、局部発振器1103と、低域通過フィルタ1104と、標本化器1105と、標本化信号発生器1106と、復調デジタル回路1107と、送信高周波回路1109と、第2のミキサ1110と、送信回路1111とを含む。

【0189】

移動局無線通信装置において、受信動作は、アンテナ1100と、帯域制限フィルタ1112と、送受信切り替えスイッチ1108と、増幅器1101と、第1のミキサ1102と、局部発振器1103と、低域通過フィルタ1104と、標本化器1105と、標本化信号発生器1106と、復調デジタル回路1107とを用いて行われる。送信動作は、送信回路1111と、第2のミキサ1110と、局部発振器1103と、送信高周波回路1109と、送受信切り替えスイッチ1108と、帯域制限フィルタ1112と、アンテナ1100とを用いて行われる。

【0190】

受信動作時、送受信切り替えスイッチ1108は、アンテナ1100と増幅器1101とが接続されるように制御される。アンテナ1100で受信された基地局からの中心周波数が $f_c - f_d$ の被変調波高周波信号RL(t)は、まず、帯域制限フィルタ1112において、基地局と移動局との間では用いることのない周波数帯の信号が除去され、増幅器1101に入力される。増幅器1101は、被変調波高周波信号RL(t)を適切なレベルに増幅し、第1のミキサ1102に入力する。局部発振器1103は、中心周波数が f_c である正弦波を出力する。

【0191】

第1のミキサ1102は、局部発振器1103から出力された中心周波数が f_c である正弦波と被変調波高周波信号RL(t)とを乗算し、中心周波数が f_d の被変調低周波中間周波数信号L(t)を出力し、低域通過フィルタ1104に入力する。DSRCシステムにおいて、ダウンリンクとアップリンクとの周波数の差は、40.000 [MHz]で

あるので、 $f_d = 40.000$ [MHz] である。低域通過フィルタ1104は、被変調低周波中間周波数信号 $L(t)$ の高域成分を除去して、標本化器1105に入力する。

【0192】

標本化器1105は、標本化信号発生器1106から出力される周波数が $f_s = 24.576$ [MHz]の信号に同期して、被変調低周波中間周波数信号 $L(t)$ を標本化し、被標本化信号 $L_s(mTs)$ を出力する。

【0193】

復調デジタル回路1107は、被標本化信号 $L_s(mTs)$ を入力信号として、直交復調を行った後、低域ろ波して、受信データを出力する。

【0194】

図19において、第1のミキサ1102、局部発振器1103、および低域通過フィルタ1104が、第1の実施形態における周波数変換器200に相当する。標本化器1105が、第1の実施形態における標本化器201に相当する。標本化信号発生器1106が、第1の実施形態における標本化信号発生器204に相当する。復調デジタル回路1107は、第1の実施形態における直交復調器202、低域通過フィルタ203、および受信データ再生部205に相当する。

【0195】

送信時、送信データは、送信回路1111で $\pi/4$ シフトQPSK方式に従って変調され、送信信号 $B(t)$ として出力される。送信信号 $B(t)$ は、局部発振器1103から出力される中心周波数が f_c の信号と第2のミキサ1110で乗算され被変調高周波信号 $TX(t)$ として出力される。被変調高周波信号 $TX(t)$ は、送信高周波回路1109を介して不要な周波数成分を除去し、適切な送信出力レベルに調整した後、アンテナ1100から電波として放射される。

【0196】

このように、第4の実施形態では、サンプリング周波数を移動局および基地局で同じにすることができるので、復調デジタル回路として同一のものを移動局および基地局で用いることができるので、安価に無線通信システムおよびそれに用いられる無線デジタル受信装置を提供することができる。

【0197】

なお、第1～第4の実施形態では、DSRCシステムについて詳しく説明したが、それ以外のFDDシステムにおいても、同様の効果を得ることができる無線通信システムおよび無線データ受信装置を構成することができるのはいうまでもない。

【産業上の利用可能性】

【0198】

本発明に係る無線通信システムおよびそれに用いられる無線デジタル受信装置は、安価に提供することができ、FDD方式を用いる無線通信の分野等に有用である。

【図面の簡単な説明】

【0199】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る無線通信システム1の機能的構成を示すブロック図

【図2】第1の無線デジタル受信装置21の機能的構成を示すブロック図

【図3】低域通過フィルタ103の通過帯域特性を示す図

【図4】第2の無線デジタル受信装置31の機能的構成を示すブロック図

【図5】直交変調器の構成を示す図

【図6】送信信号のスペクトルおよび正弦波を乗算したときの様子を示す図

【図7】送信信号のスペクトルおよび正弦波を乗算したときの様子を示す図

【図8】標本化器101から出力される被標本化信号 $S_1(mTs)$ のスペクトルの様子を示す図

【図9】直交復調器の構成を示す図

【図10】中心周波数が $f_d = 40.000$ [MHz]である被変調低周波信号 L_2

(t) を、サンプリング周波数 $f_s = 24.576$ [MHz] で標本化して得られる被標本化信号 S_2 (mTs) のスペクトルの様子を示す図

【図 11】被変調低周波信号 L_1 (t) の中心周波数が $f_i = 3.072$ [MHz] で、かつ、サンプリング周波数 f_s を 12.288 [MHz] に設定した場合の標本化器 101 から出力された標本化信号 S_1 (mTs) のスペクトルの様子を示す図

【図 12】中心周波数が $f_d = 40.000$ [MHz] である被変調低周波信号 L_2 (t) を、サンプリング周波数 $f_s = 12.288$ [MHz] で標本化して得られる標本化信号 S_2 (mTs) のスペクトルの様子を示す図

【図 13】本発明の第 2 の実施形態における第 1 の無線デジタル受信装置 21 の機能的構成を示すブロック図

【図 14】複素フィルタ 602 の通過帯域特性の一例を示す図

【図 15】複素フィルタ 602 の通過帯域特性を説明するための図

【図 16】本発明の第 3 の実施形態に係る第 1 の無線デジタル受信装置 21 の機能的構成を示すブロック図

【図 17】直交復調器 802 から出力される同相成分標本化信号 I (mTs) および直交成分標本化信号 Q (mTs) のスペクトルの様子を示す図

【図 18】本発明の第 4 の実施形態に係る基地局無線通信装置 12 の構成を示す図

【図 19】本発明の第 4 の実施形態に係る移動局無線通信装置 11 の構成を示す図

【図 20】従来の基地局 9000 と移動局 9001 とが、DSRC システムを用いて通信を行っている様子を模式的に示す図

【図 21】LOW-IF 方式を採用した従来の基地局無線通信装置の構成の概略を示す図

【図 22】シングル・コンバージョン方式を採用した従来の移動局無線通信装置の構成の概略を示す図

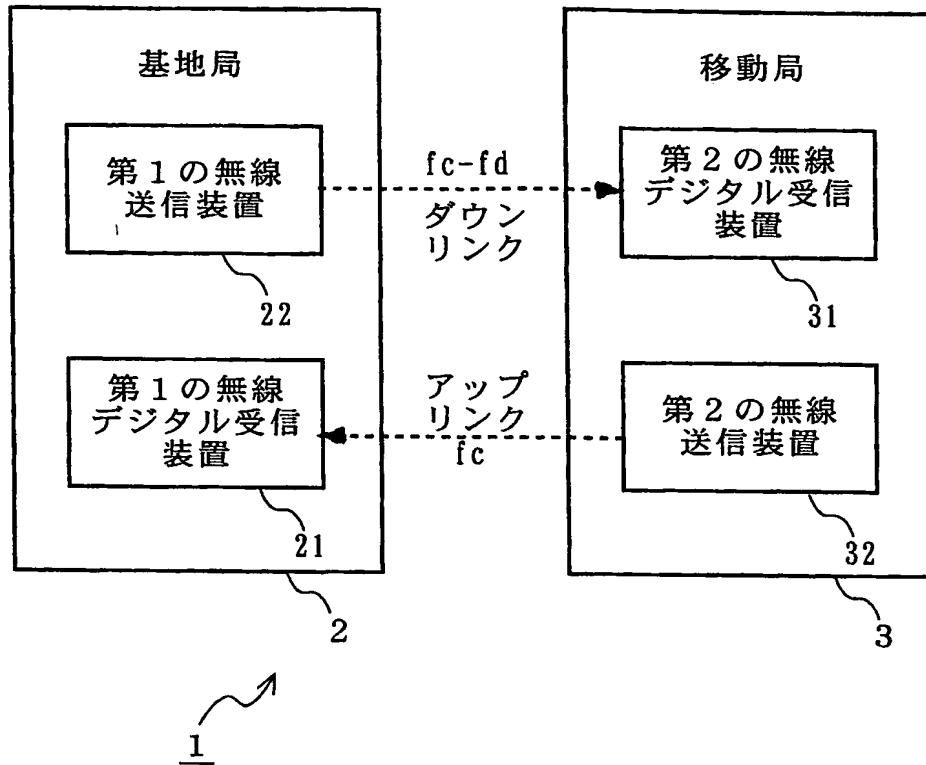
【符号の説明】

【0200】

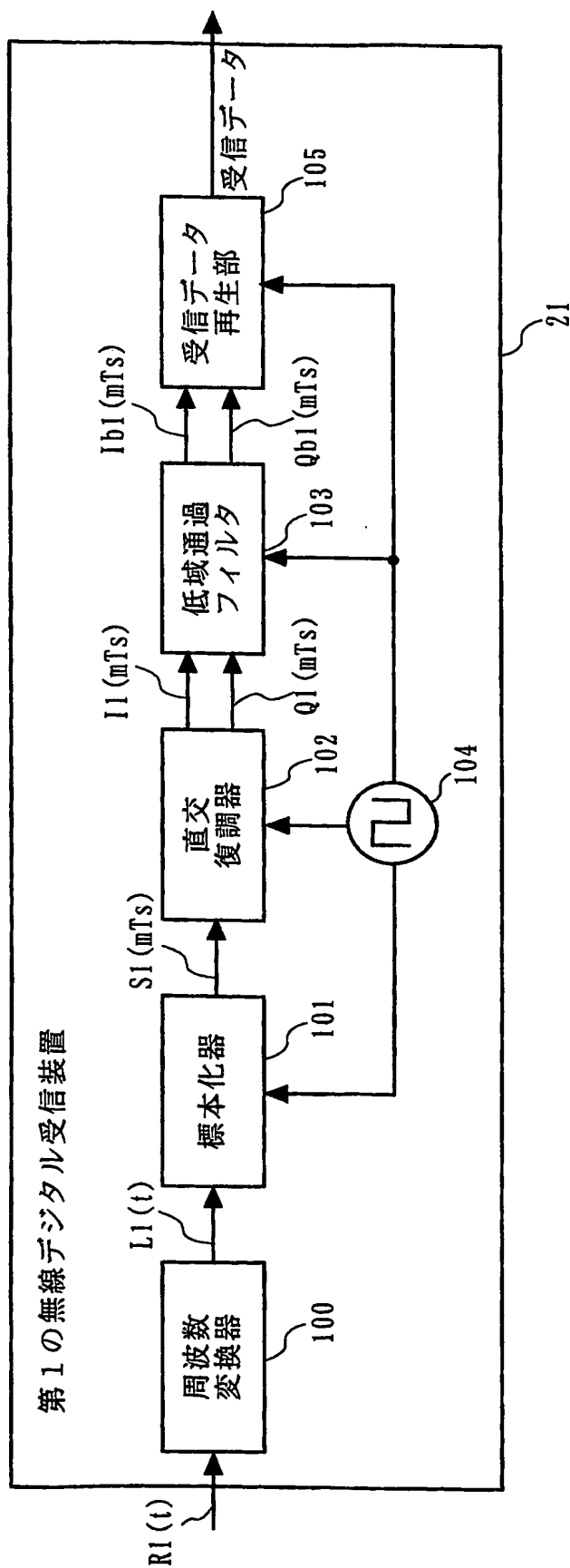
- 1 無線通信システム
- 2 基地局
- 3 移動局
 - 11 移動局無線通信装置
 - 12 基地局無線通信装置
- 21 第 1 の無線デジタル受信装置
- 22 第 1 の無線送信装置
- 31 第 2 の無線デジタル受信装置
- 32 第 2 の無線送信装置
- 100, 200, 600, 800 周波数変換器
- 101, 201, 601, 801 標本化器
- 102, 202, 802 直交復調器
- 103, 203, 804 低域通過フィルタ
- 104, 204, 603, 805 標本化信号発生器
- 105, 205, 604, 806 受信データ再生部
- 602 複素フィルタ
- 803 自動周波数制御装置

【書類名】 図面

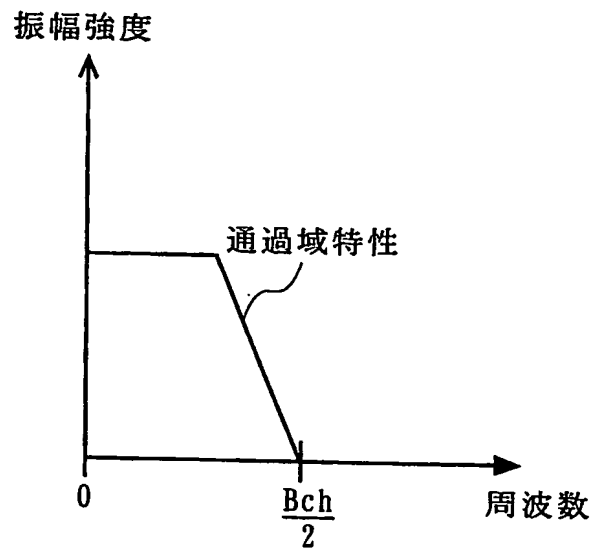
【図 1】



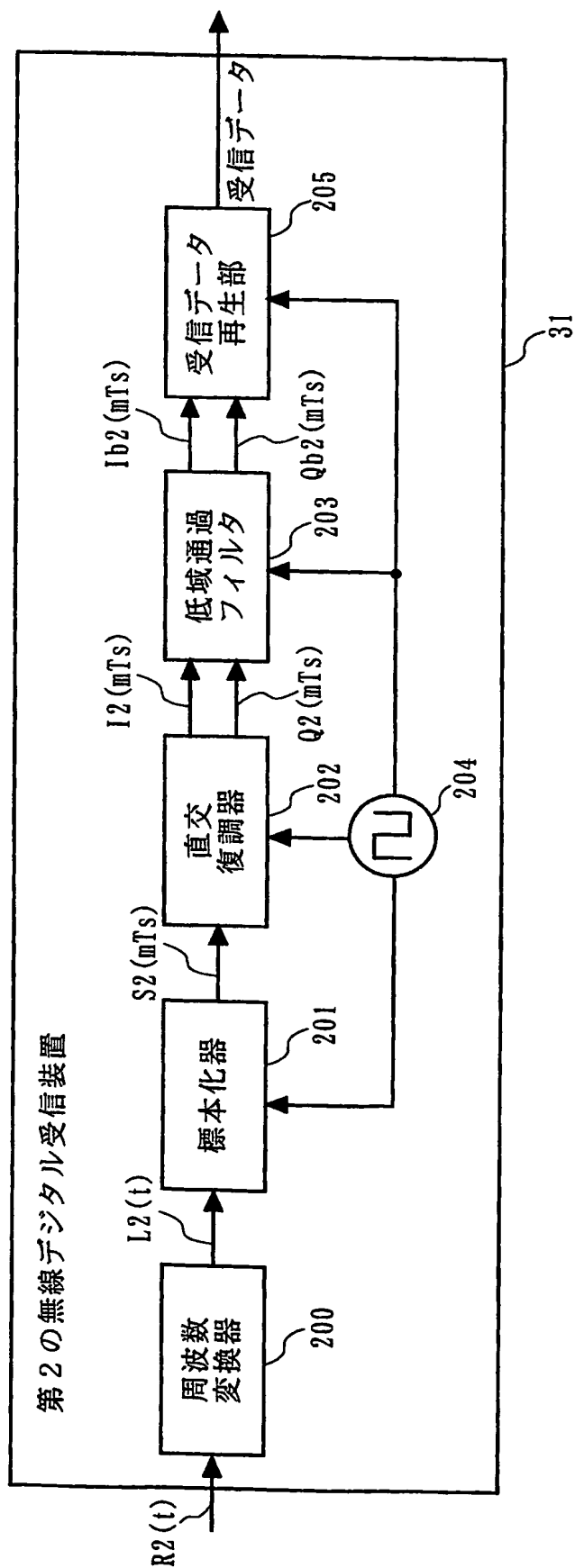
【図 2】



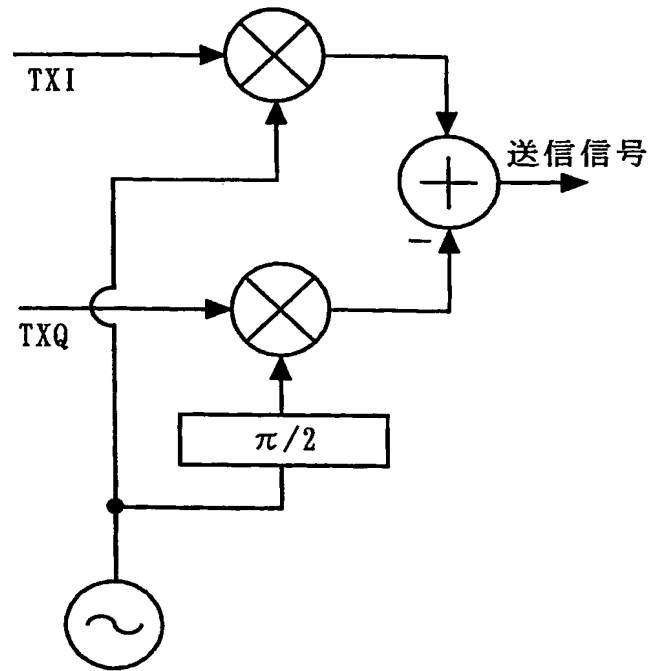
【図 3】



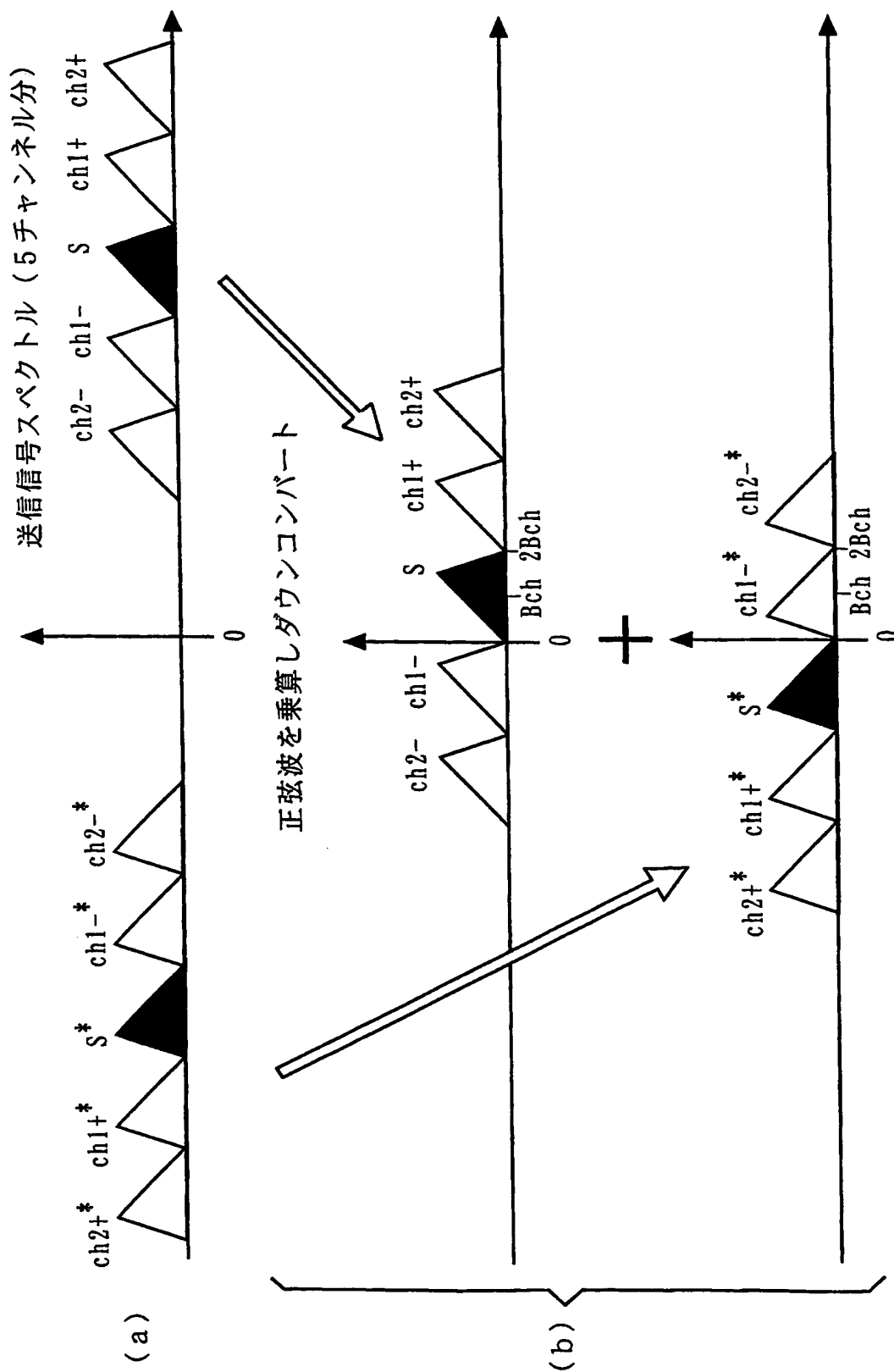
【図 4】



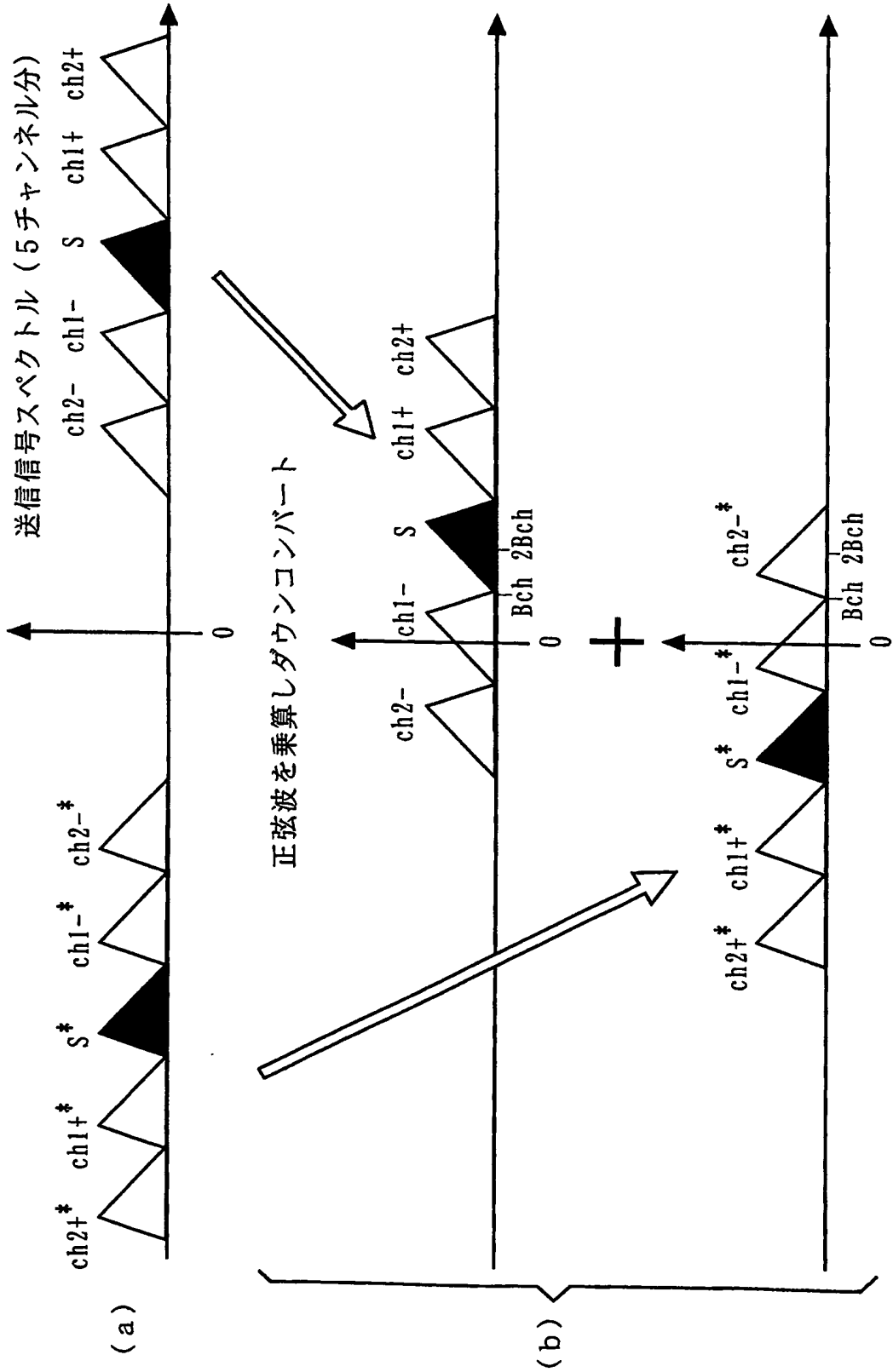
【図 5】



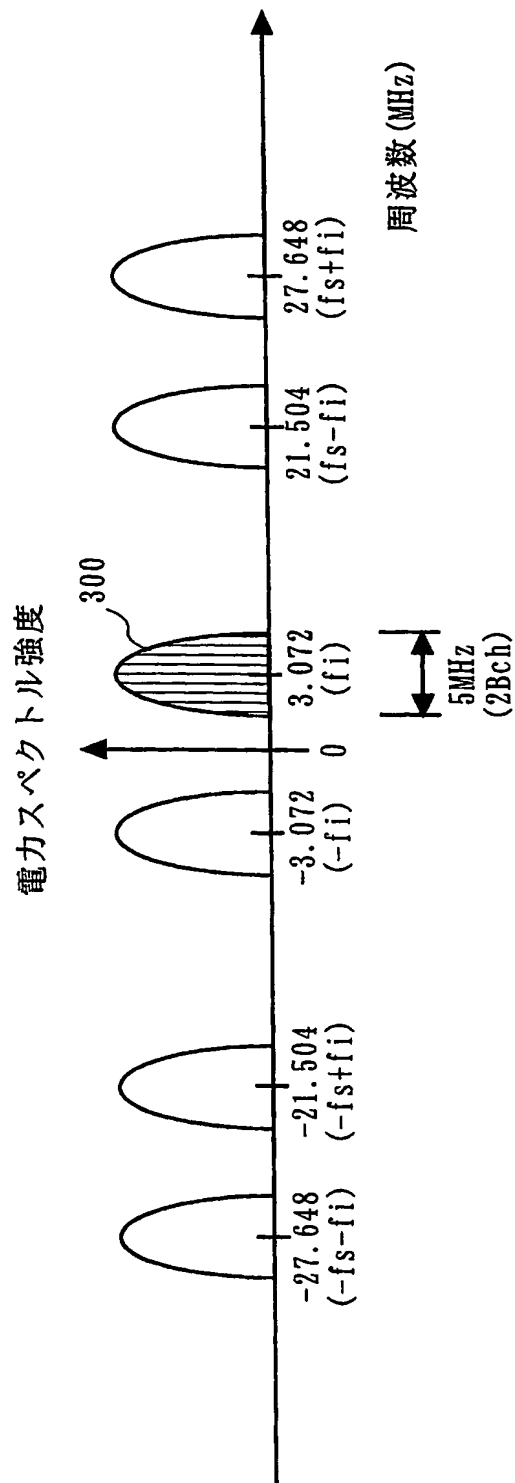
【図 6】



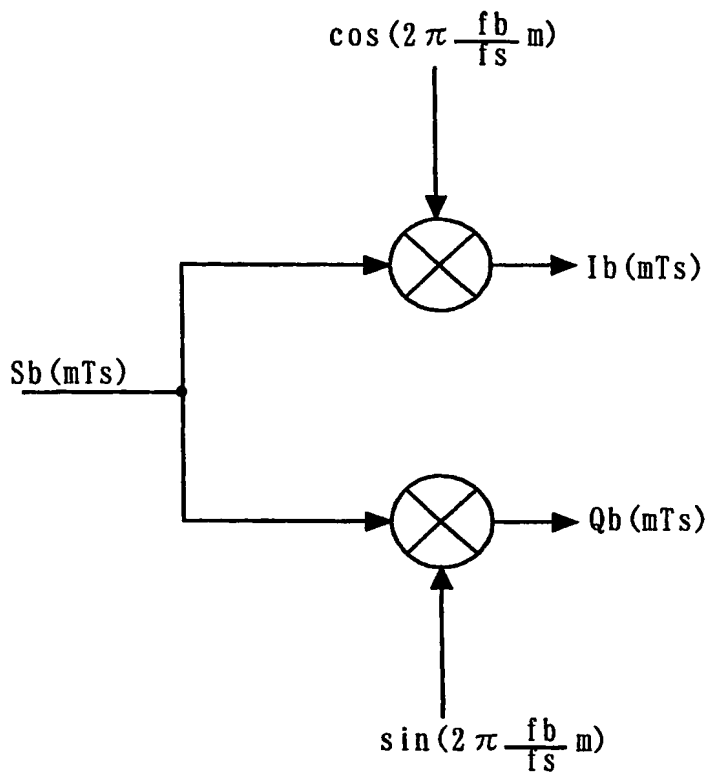
【図 7】



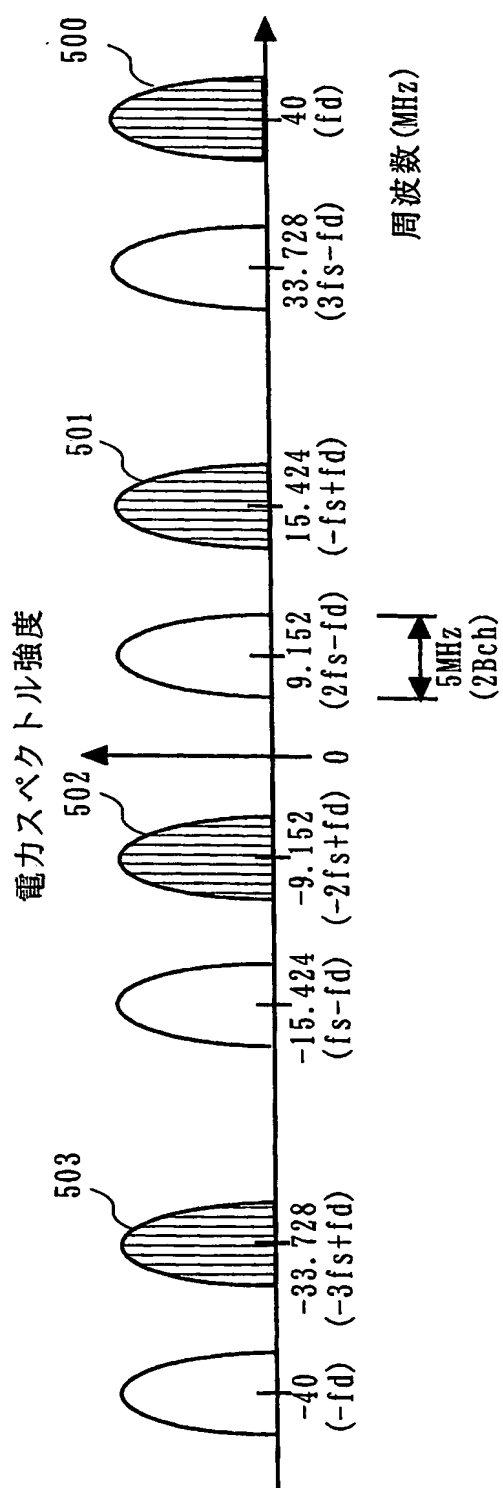
【図 8】



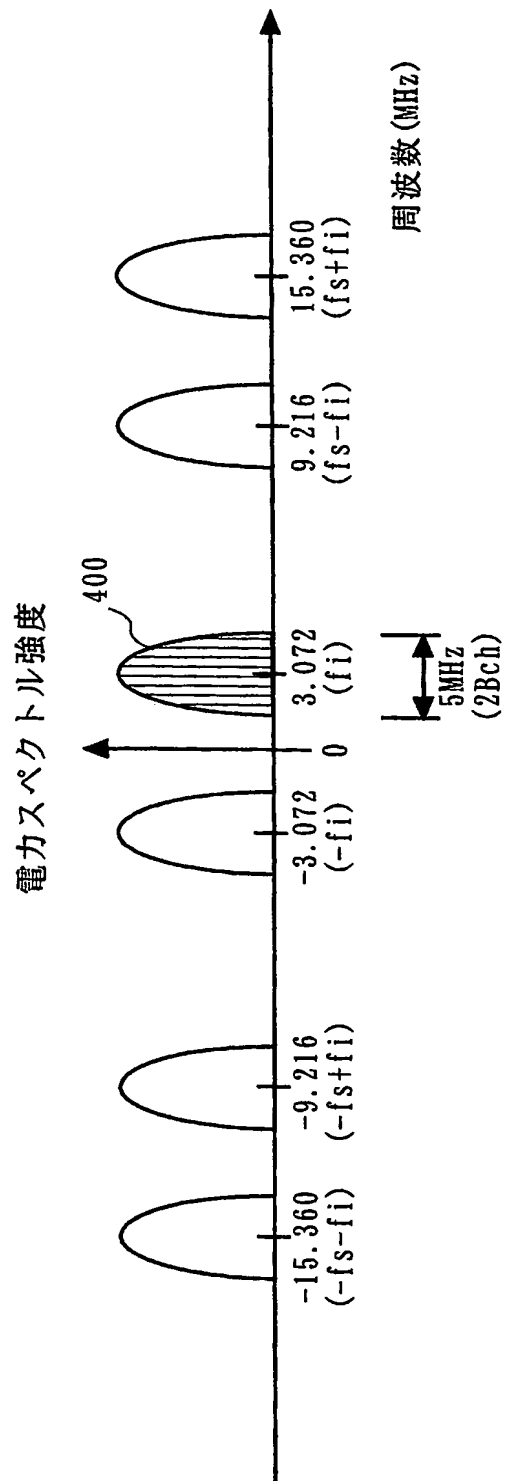
【図 9】



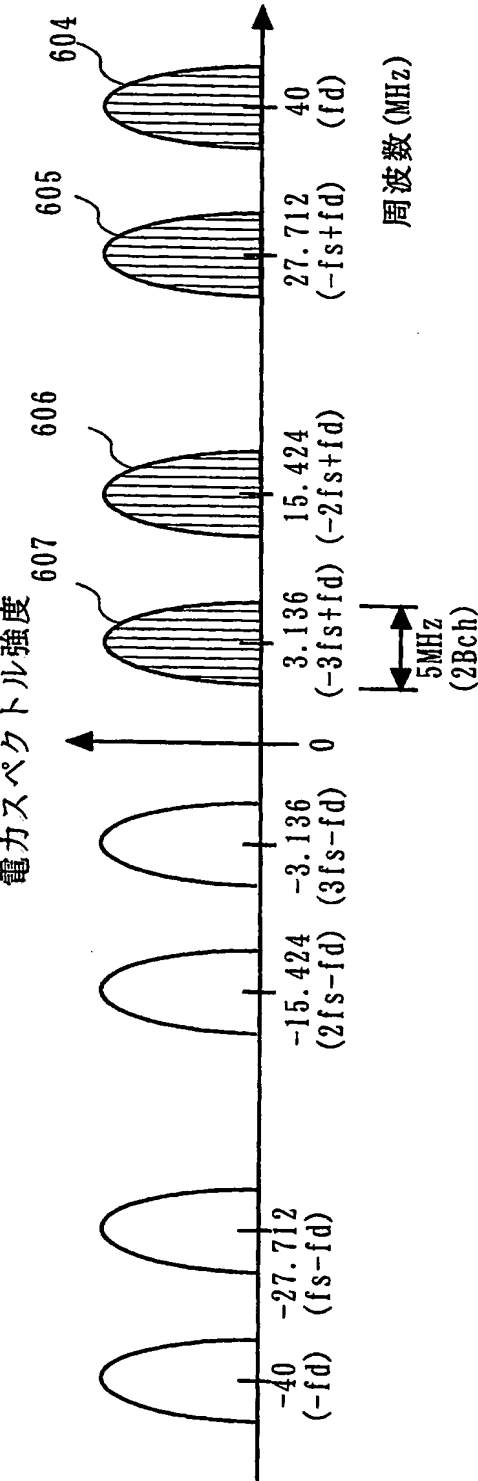
【図 10】



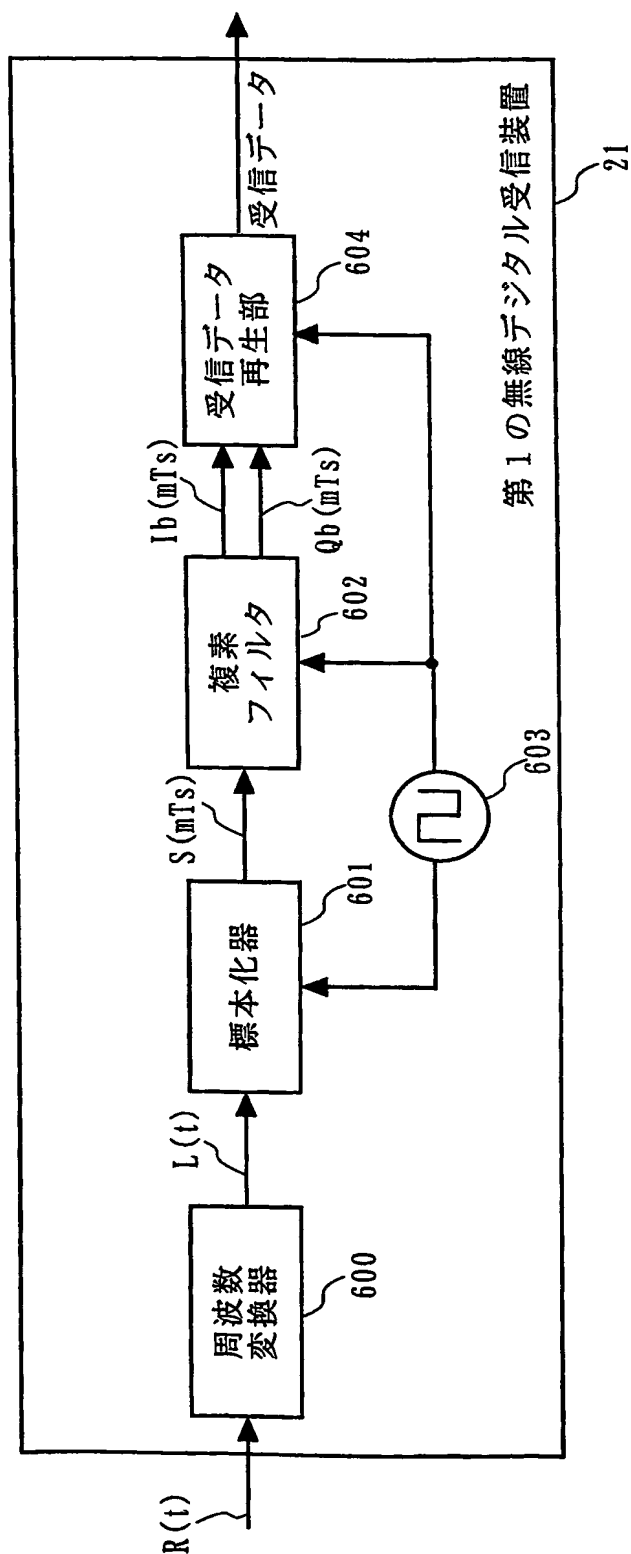
【図 11】



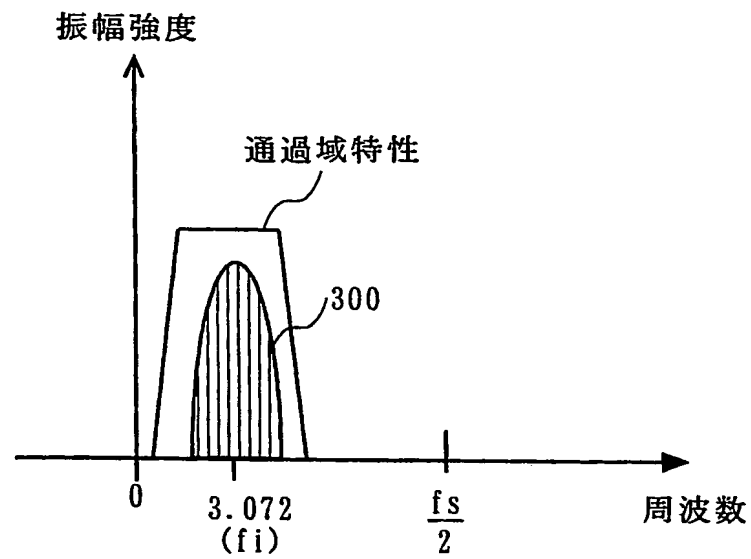
【図12】



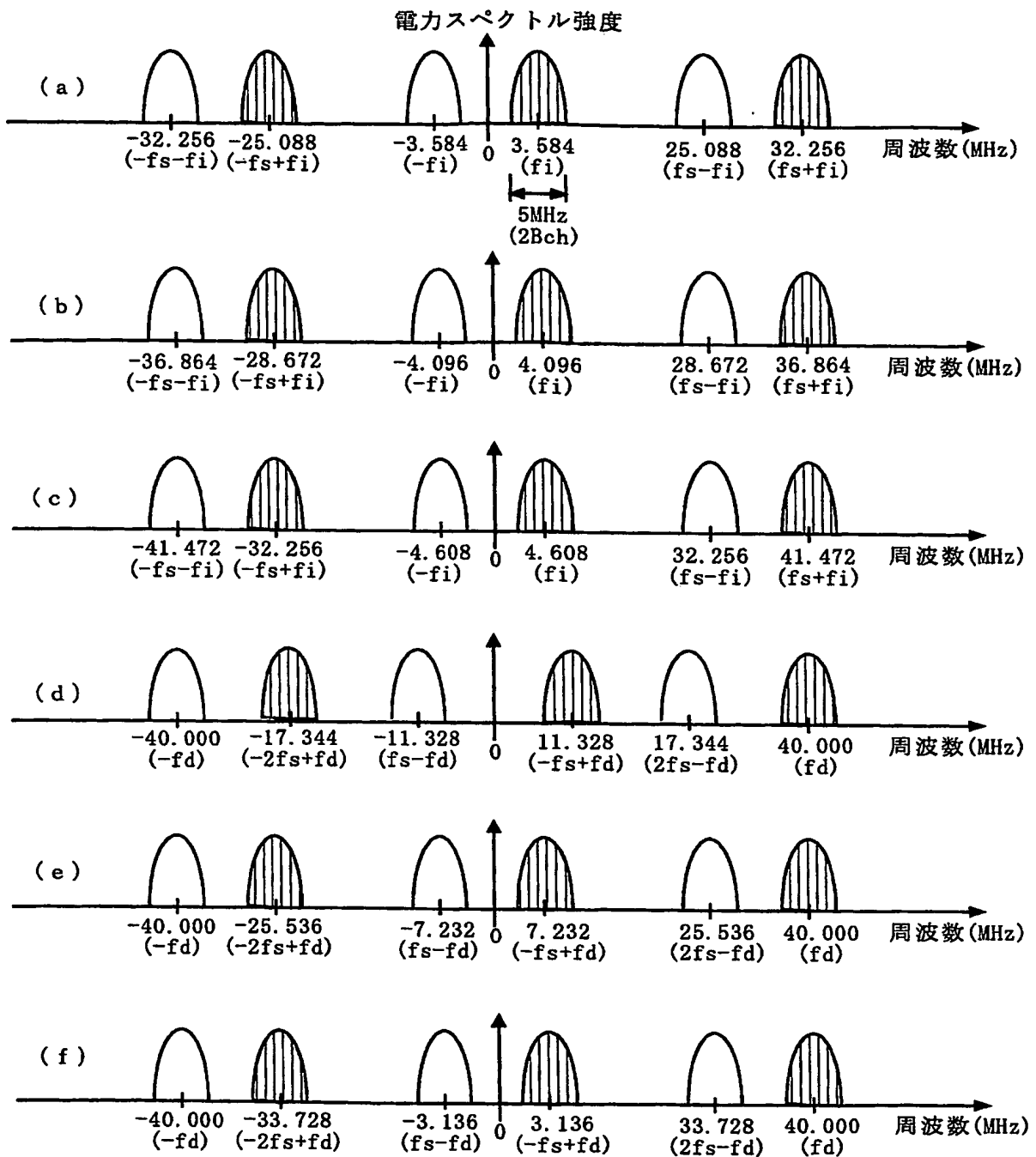
【図13】



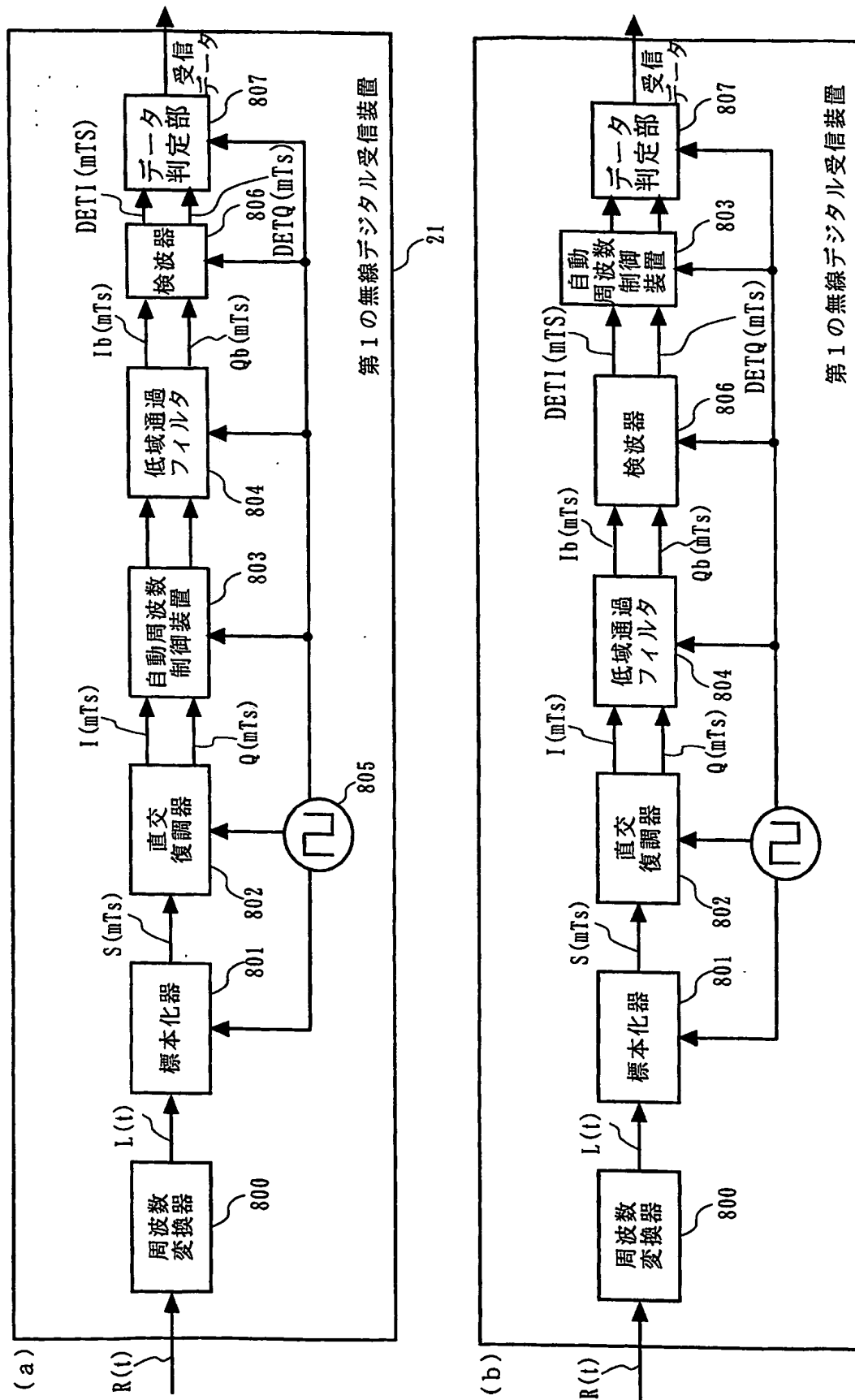
【図 14】



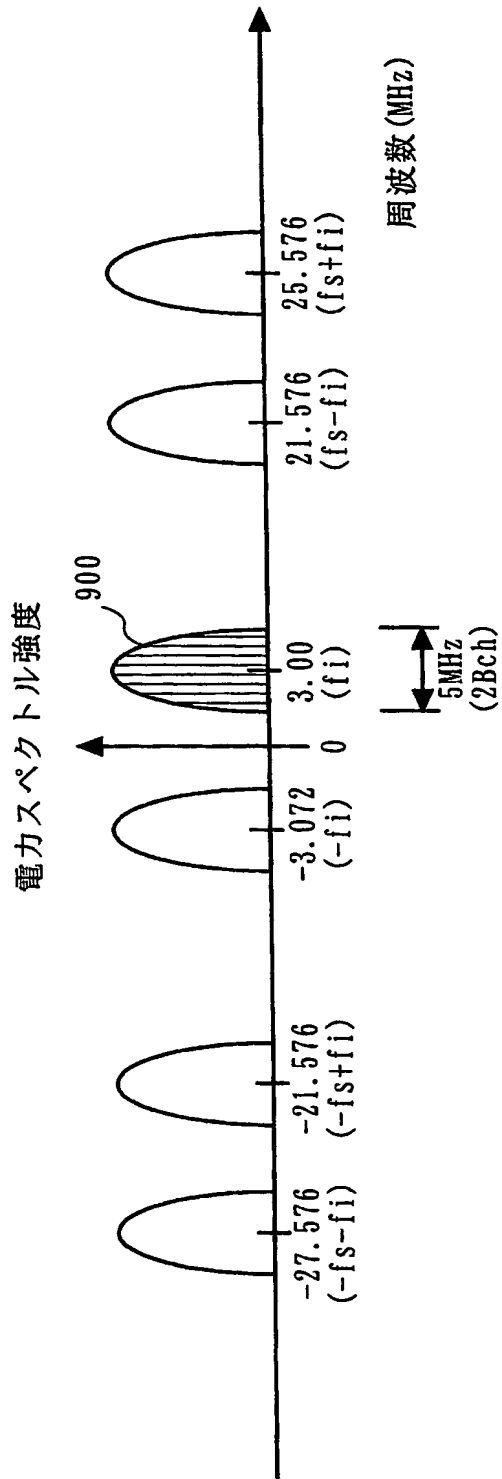
【図 15】



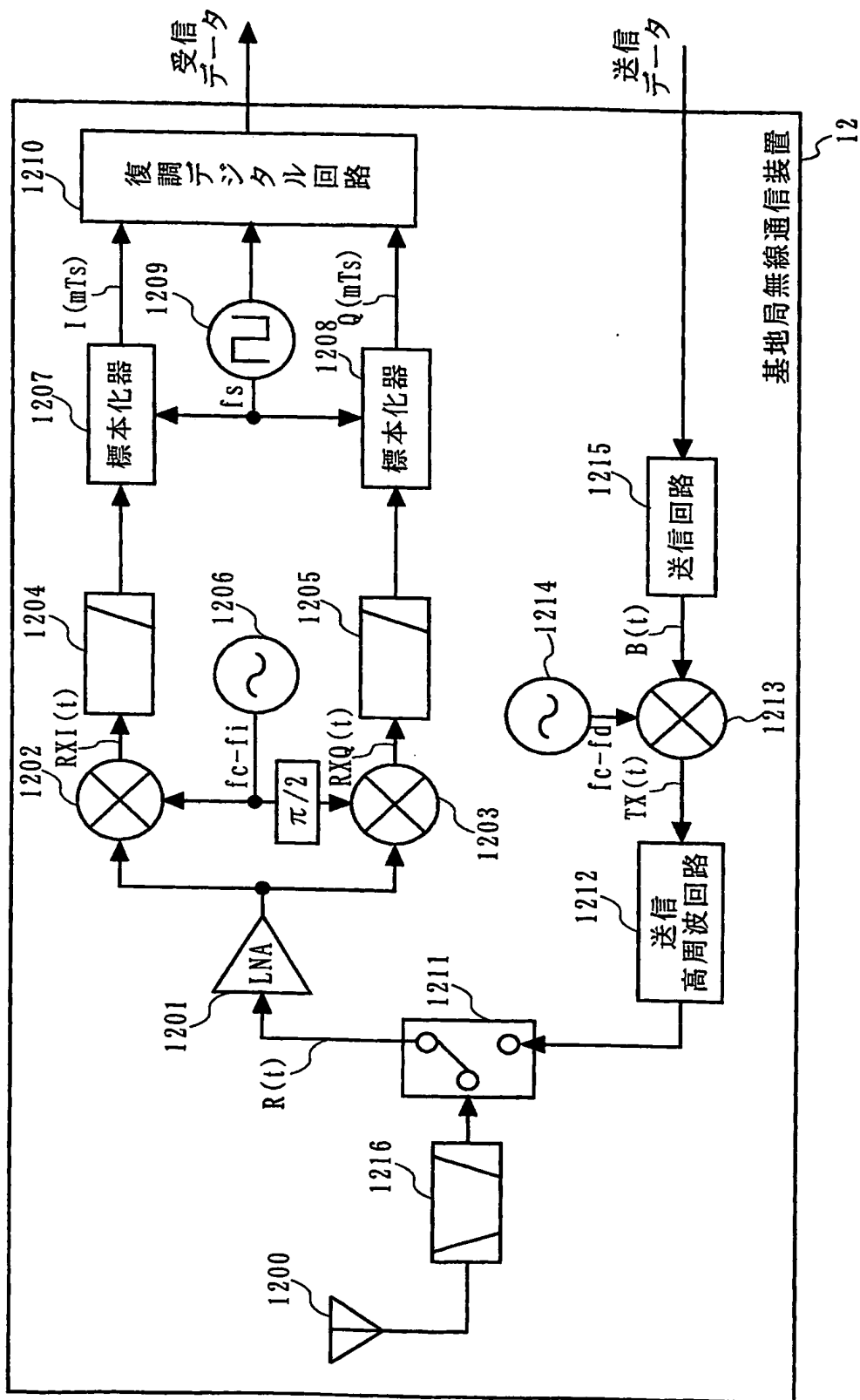
【図16】



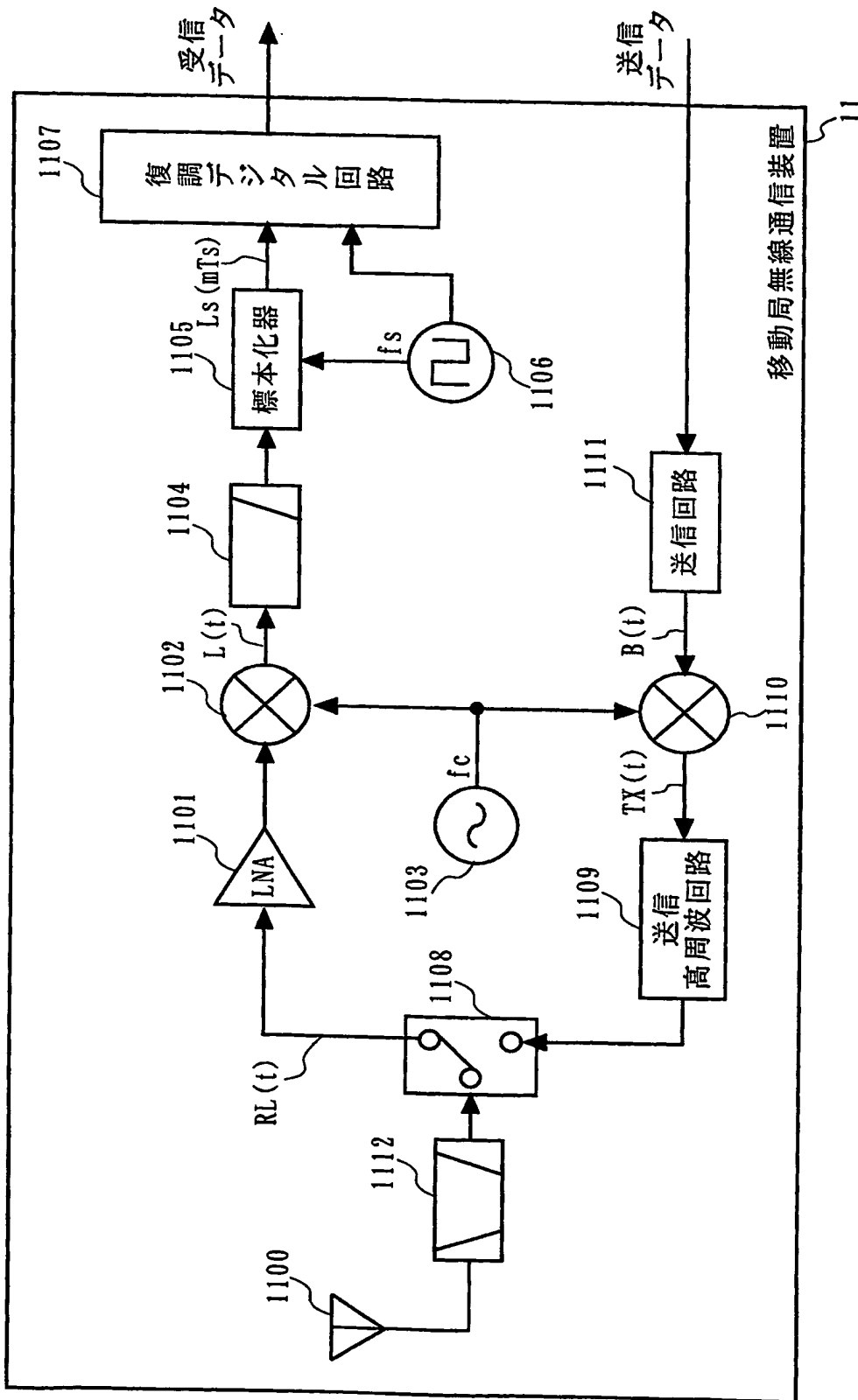
【図 17】



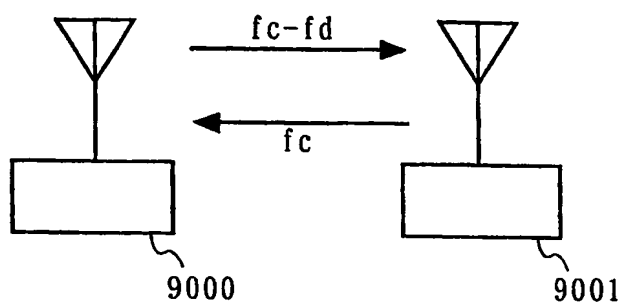
【図18】



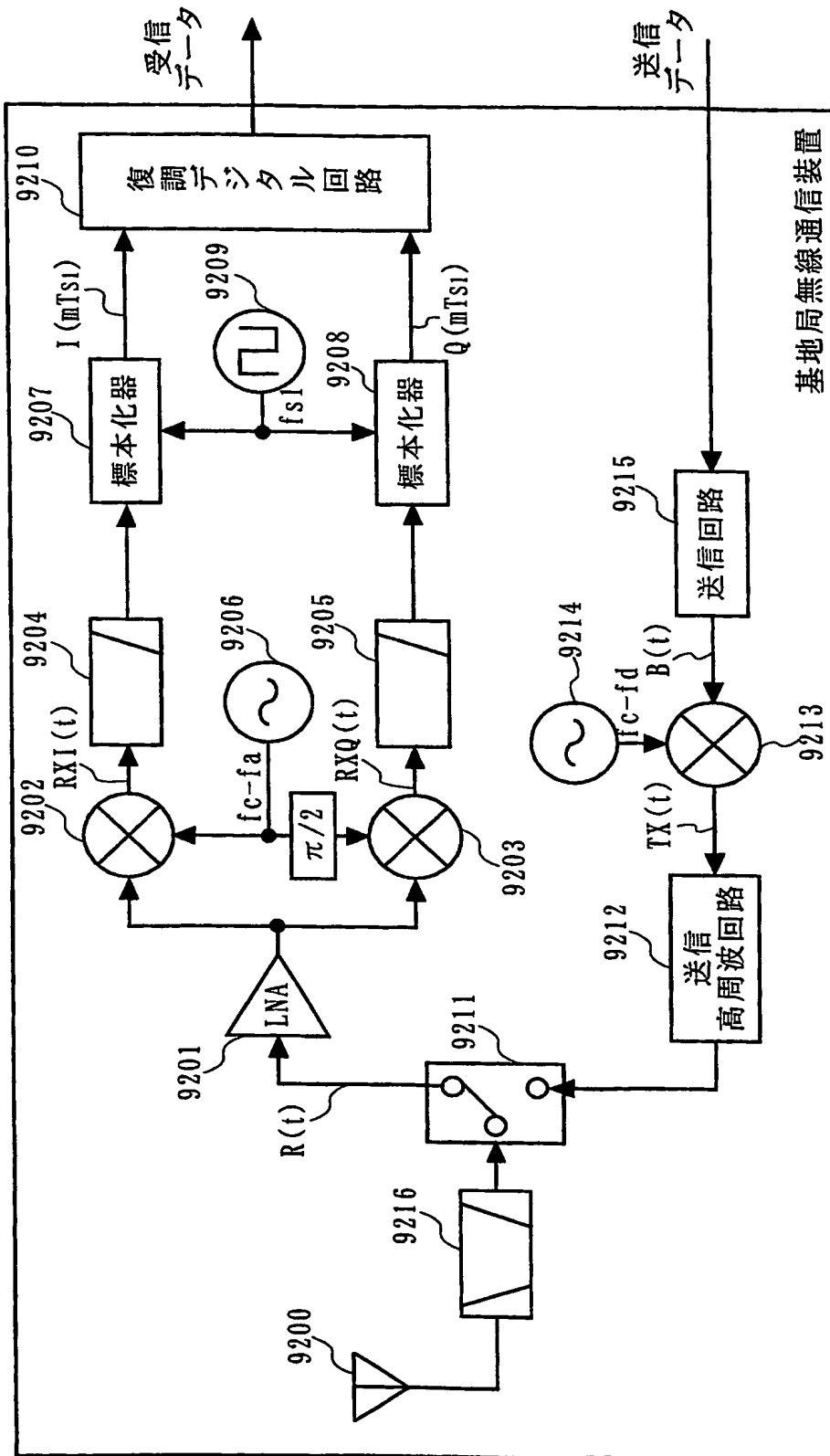
【図19】



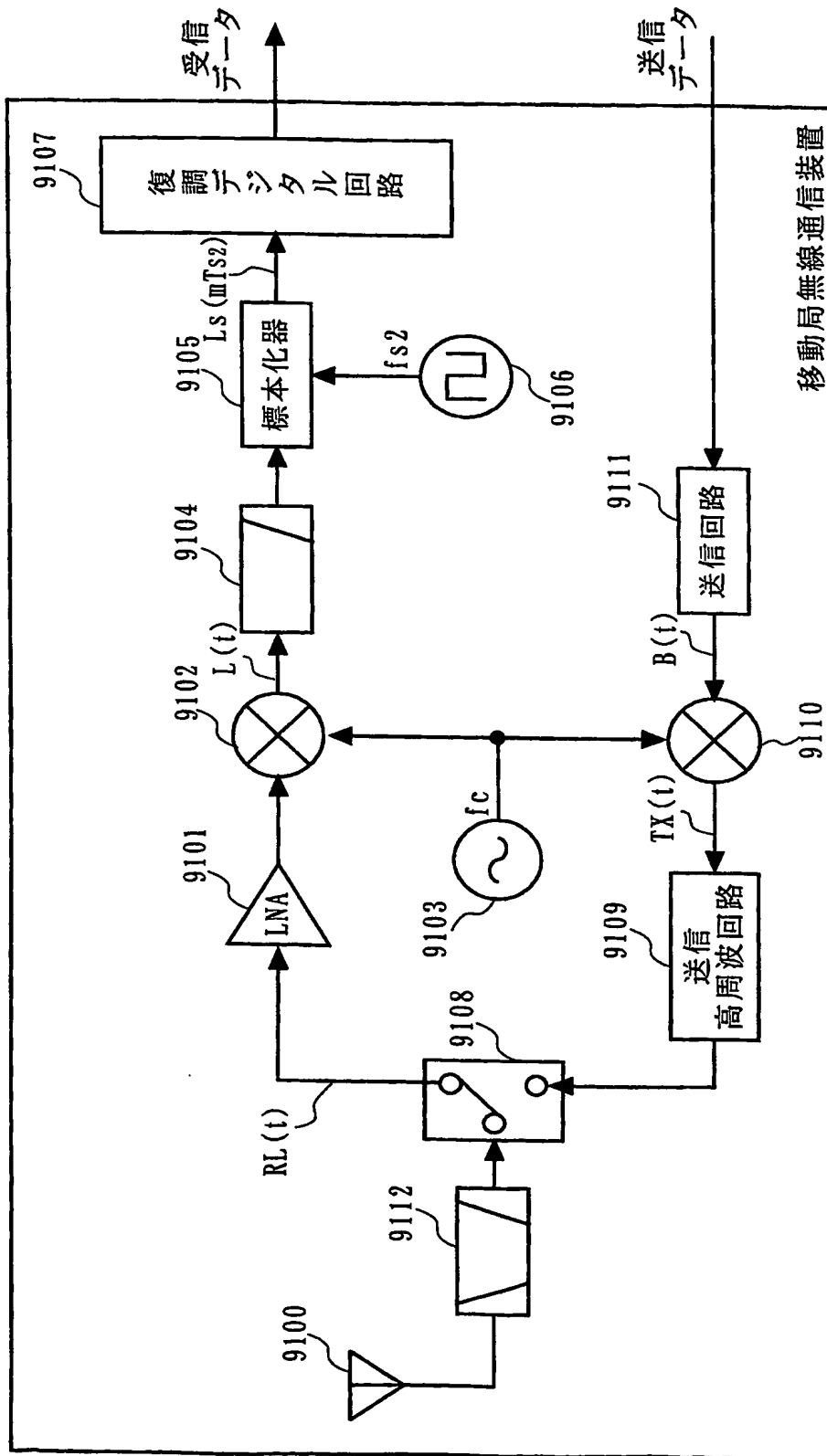
【図 20】



【図 21】



【図22】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】 安価な無線デジタル受信装置を提供すること。

【解決手段】 基地局 2 は、無線信号を、中心周波数を f_i [Hz] とする低周波信号にダウンコンバートしてオーバーサンプリングした上で、復調処理する。移動局 3 は、無線信号を、中心周波数を f_d [Hz] とする低周波信号にダウンコンバートしてアンダーサンプリングした上で、復調処理する。基地局 2 および移動局 3 においては、同一のサンプリング周波数 f_s [Hz] が用いられる。 f_s [Hz] は、無線シンボル伝送速度の偶数倍であって、基地局 2 でオーバーサンプリングがなされ、かつ移動局 3 でアンダーサンプリングがなされるような値に設定されている。 f_i [Hz] は、帯域幅に相当する周波数の $1/2$ 倍～1 倍の周波数であって、かつサンプリング周波数 f_s [Hz] の $1/2^N$ (N は自然数) 倍である。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2004-037507	
受付番号	50400239385	
書類名	特許願	
担当官	第七担当上席	0096
作成日	平成16年 2月16日	

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成16年 2月13日
-------	-------------

特願 2 0 0 4 - 0 3 7 5 0 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名 松下電器産業株式会社

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/002386

International filing date: 09 February 2005 (09.02.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2004-037507
Filing date: 13 February 2004 (13.02.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 31 March 2005 (31.03.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse